А. Я. Хесин

Импульсная техника



·ЭНЕРГИЯ·

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 771

А. Я. ХЕСИН

ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1971

6Ф2
Х40
УДК 621.374.1

Хесин А. Я.

Х40 Импульсная техника, изд. 2-е, пер. и доп., М., «Энергия», 1971.

160 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека, 771).

Рассматриваются основные элементы и устройства импульсной техники. Описаны импульсные схемы на полупроводниковых, электровакуумных и газоразрядных приборах и магнитных элементах. Примеры применения импульсных схем приведены в основном для телевизионной аппаратуры и устройств промышленной электроники.

Книга предназначена для радиолюбителей, знакомых с основами радиотехники, и может быть полезна учащимся и студентам, изучающим импульсную технику.

3-4-5
304-71

6Ф2

Аркадий Яковлевич Хесин

Импульсная техника

Редактор *Б. Х. Кривицкий*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*
Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*
Корректор *Р. К. Шилова*

Сдано в набор 27/X-1970 г. Подписано к печати 2/IV-1971 г. Т-06223
Формат 84×108 1/32. Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 8,4
Уч.-изд. л. 11,06 Тираж 60 000 экз. Цена 45 коп. Зак. № 1065

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В книге рассмотрены основные вопросы одной из отраслей современной радиоэлектроники — импульсной техники.

Главное внимание уделено рассмотрению физических процессов, происходящих в элементах и схемах импульсных устройств. Для понимания изложенного материала не требуется знания высшей математики. Приводимые математические соотношения, расчетные формулы и числовые примеры помогают уяснить физическую сущность импульсных процессов и дают возможность провести ориентировочный расчет некоторых основных элементов импульсных схем. Для большинства схем и устройств указаны примерные параметры деталей. Примеры применения импульсных схем приведены в основном для телевизионной аппаратуры и устройств промышленной электроники.

В импульсной технике широко применяются полупроводниковые приборы, приборы тлеющего разряда и магнитные элементы. Поэтому во втором издании книги значительно бо́льшее внимание уделено импульсным схемам и устройствам на полупроводниковых приборах, в том числе схемам на четырехслойных переключателях и туннельных диодах.

В связи с ограниченным объемом книги подробно рассмотрены только основные элементы импульсных устройств, знание которых поможет читателю изучить различную радиоэлектронную аппаратуру, работающую в импульсных режимах.

ВВЕДЕНИЕ

Импульсная техника изучает устройства для генерирования, преобразования, передачи и приема импульсных сигналов.

Импульсная техника использует электрические импульсы различной формы и длительности, которые представляют собой напряжение или ток, действующие в течение короткого промежутка времени и повторяющиеся через определенные интервалы времени.

Протекающие в импульсных устройствах процессы имеют прерывистый характер. В импульсном режиме мощность, развиваемая устройством во время импульса, может достигать очень большой величины благодаря накоплению энергии в промежутках между импульсами. При этом средняя мощность может быть небольшой и не превышать допустимой мощности рассеяния полупроводниковых приборов и приемно-усилительных радиоламп.

Импульсные процессы и импульсные режимы работы используются почти во всех отраслях современной радиотехники. Импульсная радиолокация основана на излучении мощных кратковременных импульсов энергии, которые отражаются от объекта и принимаются приемником; при этом определяется расстояние до объекта. В телевидении при помощи импульсов синхронизируется работа телевизора с передающей станцией. В импульсной многоканальной радиосвязи на одной несущей можно осуществить передачу большого числа сообщений. Импульсные устройства применяют также в радионавигации самолетов и кораблей, в радиоастрономии и во многих других отраслях радиотехники.

На использовании импульсных процессов основана работа современных кибернетических устройств и быстродействующих электронных вычислительных машин.

Импульсная техника нашла широкое применение не только в радиотехнических устройствах. Импульсная техника имеет важное значение при комплексной автоматизации и механизации производственных процессов. Системы электропривода с импульсным регулированием скорости электродвигателей широко применяют в металлургии и на транспорте. Импульсные методы используют в системах автоматического управления и контроля, при подсчете, контроле и отбраковке изделий, при измерении различных электрических и неэлектрических величин, для определения места повреждения на линиях электропередач, для счета и регистрации элементарных частиц и «меченых атомов» в атомной физике, для изучения различных физиологических процессов, для фотографирования кратковременных процессов, для дистанционного управления различными механизмами и приборами и т. п.

Импульсные устройства состоят из сочетаний основных импульсных элементов, собранных на полупроводниковых приборах, электронных лампах, газоразрядных приборах или магнитных сердечниках. Эти элементы служат для формирования электрических импульсов, преобразования формы и параметров импульсов, для задержки импульсов во времени, селекции (выделения) импульсов, деления частоты повторения импульсов и некоторых других целей. К таким элементам относятся дифференцирующие и интегрирующие цепи, линии задержки, ограничители, триггеры, мультивибраторы, блокинг-генераторы, генераторы пилообразного напряжения и тока, логические элементы.

В связи с массовым применением импульсных устройств большое значение имеют их экономичность и высокая эксплуатационная надежность. Один из способов достижения этих целей заключается в применении полупроводниковых приборов и магнитных элементов, имеющих по сравнению с электронными лампами более высокую надежность, больший срок службы, меньшие габариты и вес, высокую экономичность. Срок службы полупроводниковых приборов и магнитных элементов соизмерим со сроком службы типовых радиодеталей (конденсаторов, резисторов), что делает их незаменимыми во многих импульсных устройствах, особенно в вычислительных машинах и других устройствах с большим количеством элементов. Однако в некоторых импульсных схемах и устройствах применение электронных ламп остается еще целесоообразным

Значительное повышение надежности работы импульсных устройств, снижение габаритов, веса, потребляемой мощности достигаются путем микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры — применением многофункциональных интегральных схем, представляющих собой совокупность большого числа электронных элементов и соединений между ними, заключенных в миниатюрной законченной конструкции

В последние годы развивается техника получения и использования очень коротких — наносекундных импульсов (одна наносекунда равна 10^{-9} *сек*), что позволяет значительно повысить быстродействие импульсных устройств. В наносекундной технике применяют быстродействующие переключающие элементы (туннельные диоды, полупроводниковые диоды с накоплением заряда, электронные лампы с вторичной эмиссией и др.), а также цепи с распределенными параметрами, характерные для диапазона сверхвысоких частот.

Область применения импульсной техники непрерывно расширяется. Внедрение импульсных методов помогает успешно решать важные научные и технические проблемы во многих отраслях народного хозяйства нашей страны.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ИМПУЛЬСЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

1. ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНОГО ПРОЦЕССА

Особенность импульсного процесса — его прерывистая структура. Кратковременные импульсы напряжения или тока разделены обычно более длительными паузами (интервалами).

Для импульсной техники большое значение имеют переходные процессы в цепях, содержащих емкость или индуктивность. Переходными называются такие электрические процессы, при которых происходит изменение общего запаса энергии в цепи.

Если, например, к цепи, состоящей из последовательно соединенных резистора и конденсатора, приложить некоторое напряжение, то напряжение на конденсаторе достигнет этого значения не мгновенно, а через некоторое время. Постепенное нарастание напряжения на конденсаторе и составляет переходный процесс, в отличие от установившегося режима, когда напряжение на конденсаторе постоянно.

В любой электрической цепи содержатся емкости и индуктивности. Энергия, которая запасена в них в виде электрического или магнитного поля, не может меняться скачком. Поэтому при изменении приложенного к цепи напряжения или изменении каких-либо параметров цепи (например, сопротивления одного из ее участков) возникает переходный процесс. В импульсной технике используются импульсы, длительность которых сравнима с длительностью вызванных ими переходных процессов. Длительность паузы между импульсами обычно много больше длительности импульса, поэтому к приходу следующего импульса в цепи заканчиваются переходные процессы, вызванные предыдущим импульсом.

В импульсной технике различают два вида импульсов: видеоимпульсы и радиоимпульсы.

Видеоимпульсы представляют собой кратковременное возрастание напряжения или тока положительной или отрицательной полярности от нуля до максимума, а затем — спадание от максимума снова до нуля.

Используемые в импульсной технике видеоимпульсы могут иметь различную сложную форму. При анализе их удобно идеализировать, считая совпадающими по форме с простыми геометрическими фигурами. Различают следующие основные формы импульсов (рис. 1): прямоугольные, трапецеидальные (трапециевидные), тре-

угольные, пилообразные, экспоненциальные, колоколообразные, ступенчатые и др.

Радиоимпульсы — это кратковременные пакеты высокочастотных колебаний. Радиоимпульсы состоят из нескольких периодов высокочастотных колебаний тока или напряжения (рис. 2) и получают-

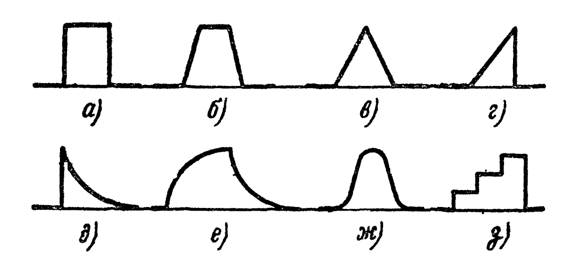


Рис. 1. Видеоимпульсы различной формы.

а — прямоугольный; *б* — трапецеидальный; *в* — треугольный; *г* — пилообразный; *д* — экспоненциально-падающий; *е* — с экспоненциальными фронтом и срезом; *ж* — колоколообразный; *з* — ступенчатый.

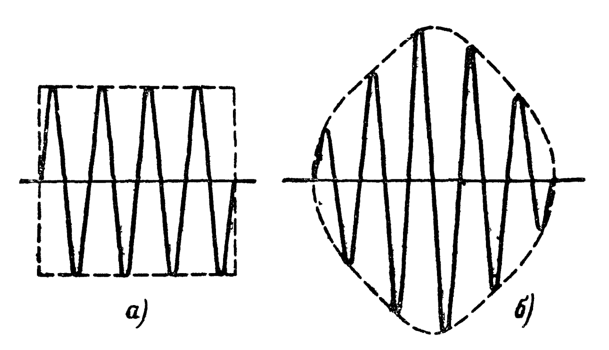


Рис. 2. Радиоимпульсы различной формы.

а — прямоугольный; *б* — колоколообразный.

ся путем модуляции по амплитуде видеоимпульсами синусоидальных колебаний генераторов несущей частоты. Радиоимпульсы используются для передачи импульсных сигналов по радио.

В импульсной технике рассматриваются в основном видеоимпульсы, которые в дальнейшем для сокращения будут называться просто импульсами.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим форму типового реального импульса (рис. 3).

Вначале происходит быстрое нарастание напряжения до амплитудного значения U_m. Затем напряжение сравнительно медленно

изменяется в течение некоторого промежутка времени, после чего происходит быстрое спадание напряжения. Различная скорость изменения напряжения в отдельные интервалы времени позволяет выделить следующие три части импульса: фронт, вершину (плоскую часть) и срез. Иногда импульс имеет в конце затянутый участок, называемый «хвостом».

Вершина импульса при прохождении через электрические цепи обычно не остается плоской, а имеет постепенный спад (скол) Δu.

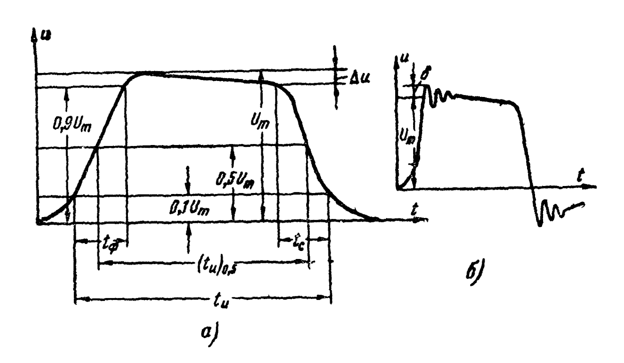


Рис. 3. Реальные импульсы.

а — гладкий импульс; *б* — импульс с выбросами.

Величину спада импульса оценивают в процентах от установившегося значения импульса.

Определение длительностей импульса, фронта и среза является условным в связи с трудностью фиксации моментов перехода из одной стадии импульса к другой. Так, на фронте импульса, который изображен на рис. 3, *а*, наблюдается вначале медленное нарастание напряжения, затем скорость нарастания увеличивается, а вблизи максимального значения снова происходит постепенное уменьшение скорости. Поэтому говорят о так называемой «активной» длительности импульса, которая отсчитывается при некотором определенном уровне напряжения или тока. Обычно длительность $t_и$ измеряют на уровне 0,1 от установившегося (амплитудного) значения. Иногда измеряют длительность импульса $(t_и)_{0,5}$ на уровне 0,5 от установившегося значения.

При определении длительности фронта и среза учитывают только тот интервал времени, в течение которого происходит быстрое нарастание или спадание импульса. Считают, что длительность фронта $t_ф$ равна промежутку времени между моментами, в которые напряжение или ток изменяются от 0,1 до 0,9 от амплитудного значения. Длительность среза $t_с$ определяют промежутком времени между моментом, когда начинается резкий спад напряжения или тока (точка перегиба кривой), и моментом, когда напряжение или ток достигают уровня 0,1 от амплитудного значения.

Иногда для характеристики фронта (среза) импульса используется крутизна фронта (среза), которая характеризует скорость нарастания (убывания) импульсного напряжения.

Крутизна фронта может быть определена по формуле

$$S_ф \approx \frac{U_m}{t_ф},$$

где U_m — установившееся (амплитудное) значение импульсного напряжения; $t_ф$ — длительность фронта импульса.

При формировании и преобразовании импульсов часто выдвигается требование получения импульсов с возможно более коротким фронтом и срезом (с их большей крутизной), что необходимо для получения более точного срабатывания различных устройств. Длительности фронта и среза обычно не превышают 0,1—0,3 длительности импульса.

Вследствие переходных колебательных процессов в паразитных элементах импульсных устройств в конце фронта и среза импульса могут возникать затухающие колебания (рис. 3, *б*). Величина первого выброса δ оценивается в процентах от установившегося (амплитудного) значения импульса и не должна превышать 3—6% в зависимости от назначения импульсного устройства. В телевидении, например, допустим выброс до 3—4%.

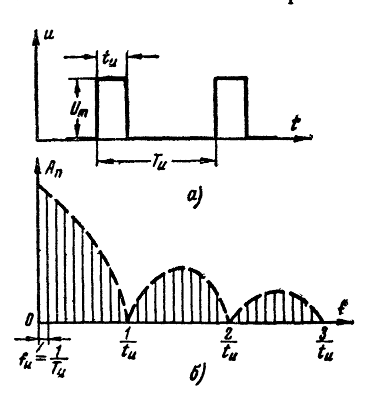


Рис. 4. Периодическая последовательность импульсов (*а*) и ее амплитудный спектр (*б*).

Периодические последовательности импульсов (рис. 4, *а*) характеризуются скважностью и частотой повторения импульсов. Скважностью последовательности импульсов называют отношение периода повторения $T_и$ к длительности импульса $t_и$

$$Q = \frac{T_и}{t_и}.$$

Обратную величину называют коэффициентом заполнения импульсов. Частота повторения импульсов связана со скважностью соотношением

$$F_и = \frac{1}{T_и} = \frac{1}{Qt_и}.$$

3. СПЕКТРАЛЬНЫЙ СОСТАВ ИМПУЛЬСНЫХ ПРОЦЕССОВ

В импульсной технике часто возникает задача определения полосы пропускания, необходимой для неискаженной передачи и усиления импульсов каким-либо устройством. Для этого важно знать спектральный состав импульсных сигналов различной формы, длительности и частоты повторения.

Периодическая последовательность импульсов имеет спектр, представляющий собой сумму бесконечно большого числа синусои-

дальных колебаний (гармоник) с определенными амплитудами и фазами. Графически амплитудный и фазовый спектры изображают на двух графиках в виде зависимости амплитуд и фаз колебаний от частоты. Каждая гармоника амплитудного спектра представляется вертикальным отрезком на оси частот, длина которого в определенном масштабе изображает амплитуду этой гармоники.

На рис. 4, *б* показан амплитудный спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов. Отдельные составляющие спектра отстоят одна от другой на величину частоты повторения $F_и$. Поэтому в спектре содержатся постоянная составляющая и колебания частот $F_и$, $2F_и$, $3F_и$ и т. д. и нет колебаний, частоты которых не были бы кратны $F_и$. Так если период повторения импульсов $T_и = 1\,000$ *мксек* $\left(F_и = \frac{1}{T_и} = \frac{1}{1\,000 \cdot 10^{-6}} = 1\,000 \text{ гц}\right)$, то в спектре содержатся только колебания с частотами $n \cdot 1\,000$ *гц*, где n — любое целое положительное число.

Спектр, состоящий из отдельных гармонических составляющих, называется линейчатым (дискретным).

Если, не изменяя форму и длительность импульсов, увеличивать частоту их повторения, то частотный интервал между гармониками спектра увеличивается и спектр становится более «редким». При уменьшении частоты повторения импульсов спектр становится более «густым».

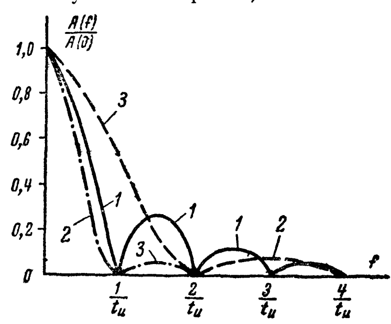


Рис. 5. Амплитудные спектры импульсов (в относительных единицах).

1 — прямоугольного, *2* — треугольного; *3* — колоколообразного.

Если период увеличить до бесконечности, т. е. перейти к одиночному импульсу, то частотные интервалы между гармониками уменьшаются до нуля, а число их возрастает до бесконечности. Спектр становится сплошным и содержит колебания всех частот. Огибающая кривая остается при этом неизменной.

С увеличением частоты огибающая амплитудного спектра плавно спадает до нуля (при частоте $1/t_и$), затем увеличивается, переходит через максимум и на частоте $2/t_и$ снова достигает нуля и т. д. Величина каждого последующего максимума меньше предыдущего: для прямоугольного импульса они относятся как $1 : 0{,}21 : 0{,}13$ и т. д.

Вид амплитудного спектра определяется формой импульса. Для импульсов непрямоугольной формы амплитудный спектр имеет другой вид. На рис. 5 изображены относительные амплитудные спектры для прямоугольного, треугольного и колоколообразного импульсов.

При сравнении спектров прямоугольного (*1*) и колоколообразного (*3*) импульсов видно, что у колоколообразного импульса энергия сосредоточена в более низкочастотной части спектра, тогда как у прямоугольного — имеется значительное количество высокоча-

стотных составляющих. Для того чтобы характеризовать распределение энергии по спектру, вводится параметр активная ширина спектра видеоимпульса $F_{акт}$—диапазон частот от $f_{мин}=0$ до $f_{макс}=F_{акт}$, в котором заключено 95% всей энергии сигнала. Чем круче фронт импульса (чем меньше $t_ф$), тем больше активная ширина его спектра. Для прямоугольного импульса $F_{акт}=2/t_и$, для колоколообразного импульса $F_{акт}=0{,}25/t_и$. Следовательно, активная ширина спектра прямоугольного импульса в 4 раза больше, чем колоколообразного, имеющего ту же длительность $t_и$.

Для неискаженной передачи формы импульса через линейную электрическую цепь нужно пропустить весь его спектр частот без изменения амплитудных и фазовых соотношений составляющих спектра. Практически всякая реальная цепь имеет ограниченную полосу пропускания и поэтому искажает импульс.

Расширение полосы пропускания линейных цепей часто затруднительно. Так, для расширения полосы пропускания импульсного усилителя приходится снижать усиление или усложнять схему путем введения дополнительных корректирующих элементов. Поэтому практически важно установить, при какой ширине полосы пропускания линейной цепи искажения формы импульса вследствие недостаточного усиления высокочастотных составляющих спектра будут допустимыми. Можно считать, что импульс проходит через линейную цепь с малыми искажениями, если активная ширина его спектра $F_{акт}$ не превосходит полосы пропускания линейной цепи.

Полоса пропускания устройств, предназначенных для неискаженного прохождения прямоугольных импульсов, должна быть примерно $2/t_и$. Чем меньше длительность импульса $t_и$, тем требуется большая полоса пропускания. Например, для практически неискаженного прохождения прямоугольного импульса длительностью $t_и=10$ *мксек* требуется полоса пропускания

$$\Delta f=\frac{2}{t_и}=\frac{2}{10\cdot 10^{-6}}=2\cdot 10^5\ гц=0{,}2\ Мгц,$$

а для импульса длительностью $t_и=10$ *нсек* — полоса

$$\Delta f=\frac{2}{t_и}=\frac{2}{10\cdot 10^{-9}}=2\cdot 10^8\ гц=200\ Мгц.$$

Импульсы трапецеидальной, колоколообразной, экспоненциальной или треугольной формы имеют более узкий спектр, чем прямоугольные импульсы. Для них также справедлива обратная зависимость между активной шириной спектра и длительностью импульса. Кроме того, активная ширина спектра импульса зависит от длительности его фронта. Чем меньше длительность фронта импульса, тем больше активная ширина его спектра.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП, ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРОВ, ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ИМПУЛЬСНЫХ СХЕМАХ

В этой главе рассмотрены особенности работы электронных ламп, газоразрядных и полупроводниковых приборов, работающих в режиме переключения или в ключевом режиме.

В этом случае переключающий элемент можно представить в виде ключа (выключателя), который может находиться в двух состояниях: разомкнутом и замкнутом.

Если ток через переключающий элемент не проходит, т. е. элемент находится в запертом (выключенном) состоянии, то такой режим соответствует разомкнутому ключу (режим отсечки). Если через переключающий элемент проходит значительный ток, т. е. элемент находится в отпертом состоянии, то такой режим соответствует замкнутому ключу (режим насыщения или критический режим).

4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ И ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ПРИБОРЫ

Основное достоинство электронных ламп, работающих в режиме переключения, заключается в возможности достижения малого времени переключения, не превосходящего десятков наносекунд.

Электронные лампы могут работать в импульсных схемах в трех режимах: усиления, отсечки и в критическом. Работа ламп в режиме усиления используется в импульсных усилителях. Лампы как переключатели работают в режимах отсечки и в критическом.

На рис. 6 приведены семейства идеализированных анодных характеристик триода (*а*) и пентода (*б*). Участки *1* соответствуют режиму отсечки (запирания) лампы. Участки *2* соответствуют режиму усиления (при отрицательных напряжениях на управляющих сетках — E_c). Участки *3* соответствуют критическому режиму. Линии *ОК* называются линиями критического режима.

На линии критического режима при малых анодных напряжениях u_a все статические характеристики пентода и триода, соответствующие положительным напряжениям на сетке, сливаются в одну линию. Критический режим может быть достигнут в пентоде и при отрицательном напряжении на сетке.

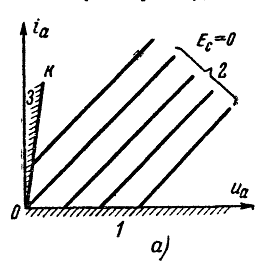
При конструировании переключаюших схем с электронными лампами необходимо учитывать, что в выключенном состоянии (в режиме отсечки) лампа представляет собой почти идеальный разрыв цепи, а во включенном состоянии (в критическом режиме) обладает довольно большим внутренним сопротивлением (единицы — десятки килоом).

Важное преимущество газоразрядных приборов, используемых в качестве переключающих элементов, по сравнению с электронными лампами, состоит в очень малом сопротивлении во включенном состоянии благодаря происходящему в них газовому разряду (единицы — десятки омов). При этом падение напряжения на приборе

в установившемся режиме практически не зависит от протекающего через него тока.

Однако из-за непостоянства вольт-амперных характеристик газоразрядных приборов релаксационные генераторы импульсов, использующие газоразрядные приборы (неоновые лампы, газотроны, тиратроны и тригатроны), имеют низкую стабильность частоты автоколебаний. Для газоразрядных приборов характерна значительная длительность деионизации (прекращения газового разряда). Поэтому их затруднительно применять в генераторах при большой частоте повторения импульсов и при малой скважности импульсов.

Релаксационные генераторы с газоразрядными приборами применяют обычно для получения импульсов большой мощности, а также при формировании импульсов наносекундной длительности с небольшой частотой повторения



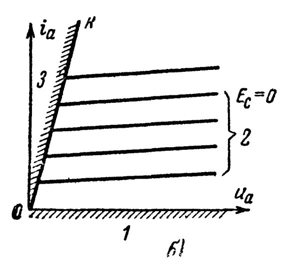


Рис. 6. Семейства идеализированных анодных характеристик электронных ламп.

а — триода; б — пентода.

Рис. 7. Включение газоразрядного прибора с холодным катодом.

В импульсных устройствах, работающих на небольших частотах (до десятков килогерц), широкое применение находят газоразрядные приборы с холодным катодом — тиратроны тлеющего разряда МТХ-90, ТХ5Б (триоды), ТХ3Б, ТХ4Б, ТХ13Г (тетроды), ТХ6Г, ТХ7Г, ТХ8Г, ТХ11Г, ТХ12Г (многосеточные) и др. Они просты, экономичны, имеют большой срок службы и позволяют визуально контролировать их действие.

Для ускорения зажигания (уменьшения инерционности) и повышения чувствительности приборов с холодным катодом в них создается начальная ионизация путем вспомогательного (подготовительного) разряда в цепи управляющей сетки. Для этого на сетку подается анодное напряжение через резистор R_1 с большим сопротивлением (единицы — десятки мегом), ограничивающим сеточный ток (рис. 7). Степень начальной ионизации недостаточна для возникновения разряда в основном промежутке анод — катод. Запускаю-

щий импульс подается на сетку через конденсатор C_1 (5—100 *пф*), отделяющий входную цепь по постоянному току. Он вызывает увеличение сеточного тока и быструю ионизацию (зажигание) промежутка анод — катод.

Время деионизации в высокочастотном тиратроне ТХ13Г уменьшено до 5 *мксек*. Мощный выходной тиратрон ТХ12Г позволяет получить ток в импульсе до 100 *ма*.

Разработаны и выпускаются промышленностью также специальные многоэлектродные переключающие приборы: газоразрядные — декатроны (ОГ-4, ОГ-7, А-105 и др.) и электровакуумные — трохотроны (ЛП-4, ЛП-5 и др.). В дакатронах используется явление перебрасывания тлеющего газового разряда с одного катода на другой. Трохотроны работают на принципе переключения электронного пучка, формируемого в пересекающихся электрическом и магнитных полях.

Декатроны и трохотроны могут заменить в импульсных схемах несколько электронных ламп или транзисторов. Их применяют в экономичных счетчиках импульсов, а также для деления частоты повторения импульсов, в качестве переключателей, логических элементов и др.

В импульсной технике применяют также лампы с вторичной эмиссией (например, пентод 6В1П), имеющие высокую крутизну характеристики (до 30 *ма/в*).

На этих лампах могут быть построены схемы формирования импульсов наносекундной длительности, широкополосные усилители, высокоскоростные электронные ключи и пересчетные схемы.

5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ И ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковые диоды (точечные и плоскостные) широко применяют в импульсной технике.

Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода (рис. 8, *а*) имеет следующие особенности по сравнению с характеристикой вакуумного диода:

1. Прямая ветвь характеристики *ОВ*, когда напряжение $u_{пр}$ при-

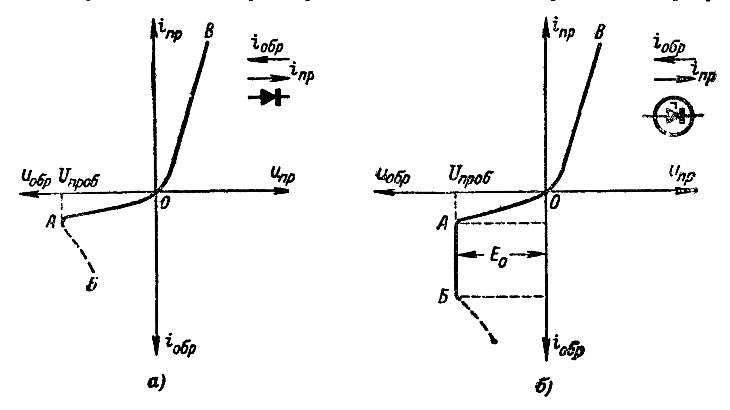


Рис. 8. Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов.

а — германиевый диод; *б* — кремниевый стабилитрон.

ложено к *p-n* переходу в проводящем напряжении, значительно круче, чем у вакуумного диода, т. е. внутреннее сопротивление полупроводникового диода в прямом направлении мало́ (единицы или десятки омов).

2. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики *ОА* не совпадает с осью абсцисс вследствие тока через *p-n* переход, обусловленного неосновными носителями. Когда к *p-n* переходу приложено напряжение в обратном направлении ($u_{обр}$), возникает обратный ток через переход ($i_{обр}$). Это — недостаток полупроводниковых диодов, так как их сопротивление в обратном направлении не равно бесконечности, а имеет конечную величину. Кроме того, обратный ток зависит от температуры и различен у различных образцов диодов одного типа.

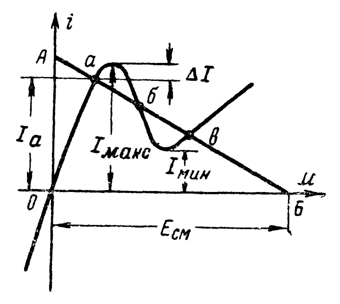


Рис. 9. Вольт-амперная характеристика туннельного диода и нагрузочная прямая.

3. Для каждого типа диодов имеется определенное обратное напряжение, при котором начинается резкое увеличение обратного тока — электрический пробой *p-n* перехода. Это напряжение называется пробивным напряжением ($U_{проб}$). При больших токах через диод может наступить тепловое разрушение перехода — тепловой пробой.

4. Вольт-амперная характеристика некоторых кремниевых диодов (рис. 8, *б*) имеет участок *АБ*, который идет круто вниз, оставаясь приблизительно параллельным оси токов. Этот участок используется в кремниевых стабилитронах (Д808—Д811, Д813—Д818 и др.) для стабилизации напряжения, а также в схемах ограничения.

5. Вольт-амперные характеристики и параметры полупроводниковых диодов изменяются при изменении температуры. При повышении температуры снижается пробивное напряжение *p-n* перехода $U_{проб}$ и ухудшаются электрические параметры.

6. Полупроводниковый диод может выдержать значительно больший кратковременный ток (в импульсе), чем указанный в паспорте средний выпрямленный ток.

В импульсной технике применяются также туннельные диоды (ГИ304, ГИ401, АИ301 и др.) для усиления и генерирования колебаний различной формы (с частотами до тысяч мегагерц) и в переключающих и логических элементах быстродействующих электронных машин.

Из вольт-амперной характеристики туннельного диода (рис. 9) видно, что при обратном смещении запирания *p-n* перехода не происходит, а на прямой ветви имеется участок с отрицательным сопротивлением, где ток с увеличением напряжения уменьшается. На рис. 9 показана нагрузочная прямая *АБ*, угол наклона которой определяется величиной включенного последовательно с туннельным диодом сопротивления нагрузки.

При определенной величине этого сопротивления и напряжения смещения $E_{см}$ нагрузочная кривая пересекает вольт-амперную характеристику в трех точках. Точки *а* и *в*, расположенные на восхо-

дящих участках характеристики, устойчивы; точка *б* на падающем участке характеристики — неустойчива.

В схемах переключателей, триггеров и логических элементов на туннельных диодах скачкообразное переключение туннельного диода из одного устойчивого состояния равновесия в другое осуществляется подачей внешних запускающих импульсов.

Достоинства импульсных схем на туннельных диодах заключаются в малых габаритах, очень малой потребляемой мощности, низком напряжении источников питания, высокой надежности и большом сроке службы, возможности работы в широких пределах внешних температур и очень малом времени переключения из одного режима в другой. На туннельном диоде создаются простые быстродействующие переключающие схемы и логические элементы с временем переключения, значительно меньшим, чем у схем на вакуумных лампах и на транзисторах.

В то же время туннельные диоды имеют и некоторые особенности. Так как они работают при низких напряжениях, то с их помощью могут формироваться и усиливаться импульсы только малой амплитуды. Необходимо также учитывать возможную нестабильность и разброс параметров туннельных диодов. В туннельном диоде, представляющем собой двухполюсник, отсутствует внутренняя развязка выхода и входа, что затрудняет объединение нескольких схем. Однако эти недостатки могут быть преодолены путем применения специальных схем питания, а также комбинированных (гибридных) схем, в которых, кроме туннельных диодов, имеются транзисторы или диоды с накоплением зарядов.

Диоды с накоплением зарядов (1А401, 1А402 и др.), полученные путем специальной технологии легирования полупроводников, в отличие от полупроводниковых диодов имеют значительно меньшую инерционность за счет сокращения времени рассасывания носителей заряда в базе, что позволяет применять их для формирования импульсов наносекундной длительности.

6. ТРАНЗИСТОРЫ

В настоящее время в импульсной технике применяют германиевые и кремниевые плоскостные транзисторы *p-n-p* и *n-p-n* типов. Высокочастотные транзисторы (П416, ГТ308, ГТ320 и др.) позволяют осуществлять генерирование, формирование и усиление коротких импульсов (длительностью порядка десятков наносекунд) с крутым фронтом и срезом.

По принципу действия импульсные схемы на транзисторах сходны со схемами на электронных лампах. При работе в ключевом режиме транзисторы — почти идеальные переключающие элементы. В непроводящем (запертом) состоянии сопротивление между коллектором и базой порядка одного мегома, а в проводящем состоянии (режиме насыщения) — несколько омов. Это позволяет получать от генератора импульсы с амплитудой порядка 90% от питающего напряжения цепи коллектора.

В импульсные устройства транзисторы обычно включают по схеме с общим эмиттером (рис. 10); при этом коллектор транзистора аналогичен аноду вакуумного триода, эмиттер — катоду, а база — сетке.

Ключевой режим работы транзисторов (режим переключения) характерен для работы большинства импульсных устройств. В клю-

чевом режиме транзистор выполняет функцию ключа-переключателя, который скачком переходит от запертого состояния к состоянию насыщения и обратно от насыщенного состояния в запертому.

Запертое состояние транзистора может быть представлено в виде разомкнутых переключателей, соответствующих эмиттерному и коллекторному переходам транзистора (рис. 10, *б*), а состояние насыщения — в виде замкнутых переключателей (рис. 10, *в*). В этом режиме сопротивление переходов очень мало и может быть заменено коротким замыканием (все три электрода транзистора как бы соединены в одной общей точке).

Свойства и параметры транзистора в ключевом режиме могут быть определены по семейству коллекторных (выходных) характеристик

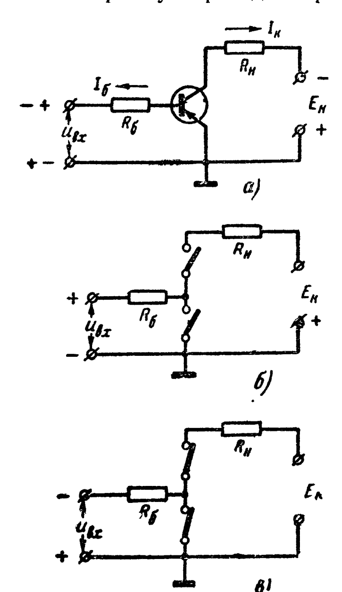


Рис. 10. Транзистор по схеме с общим эмиттером в ключевом режиме.

а — схема включения; *б* — эквивалентная схема в выключенном (запертом) состоянии; *в* — эквивалентная схема во включенном состоянии (в режиме насыщения).

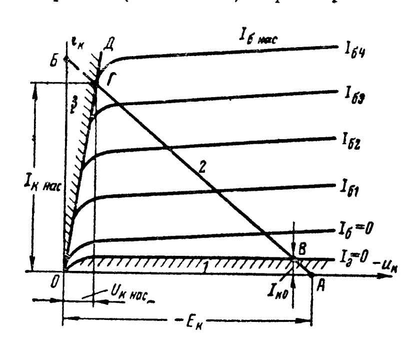


Рис. 11. Семейство коллекторных характеристик транзистора *p-n-p* типа в схеме с общим эмиттером.

1 — область отсечки; *2* — область усиления (активная область); *3* — область насыщения.

транзистора (рис. 11) при различных токах базы $I_б$ и по нагрузочной прямой *АБ*, котангенс угла наклона которой равен по абсолютной величине сопротивлению нагрузки в цепи коллектора $R_н$ (аналогично ламповым схемам).

Точка *В*, в которой нагрузочная прямая пересекается с характеристикой, соответствующей нулевому току эмиттера ($I_э=0$), является граничной между режимами отсечки (область *1*) и усиления (область *2*). В режиме отсечки коллекторный ток транзистора не равен нулю и обычно лежит в пределах от 5 до 30 *мка*. Этот ток $I_{к0}$, называемый остаточным (обратным) током коллектора, образуется неосновными носителями, для которых приложенное к коллекторному переходу напряжение — ускоряющее.

В области усиления (при $I_б>0$) абсолютная величина напряжения на коллекторе уменьшается при увеличении тока базы. Это происходит до тех пор, пока ток базы не достигнет величины тока насыщения $I_{б.нас}$, при котором нагрузочная прямая пересекается с линией критического режима (точка $Г$).

Область 3 соответствует режиму насыщения, когда через транзистор проходит ток насыщения коллектора $I_{к\,нас}$, представляющий собой максимальный ток через нагрузку $R_н$, который может проходить при данных значениях напряжения источника питания цепи коллектора $E_к$ и сопротивления нагрузки $R_н$:

$$I_{к,нас} \approx \frac{E_к}{R_н}.$$

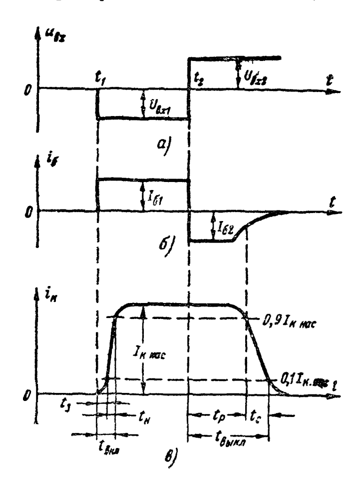


Рис. 12. Графики, поясняющие работу транзистора в ключевом режиме.

а — напряжение на входе; *б* — ток базы; *в* — ток коллектора.

Предельное для данного транзистора значение $I_{к.нас}$ в режиме переключения обычно указывают в паспорте импульсных транзисторов.

Режиму насыщения (точке $Г$) соответствует остаточное напряжение коллектора в режиме насыщения $U_{к.нас}$, которое составляет десятые доли вольта.

Чтобы транзистор *p-n-p* типа перешел из запертого состояния в насыщенное, на его базу должен быть подан отрицательный импульс напряжения и ток базы должен превысить значение

$$I_б \geqslant \frac{I_к}{\beta},$$

где β — коффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером.

Свойства транзистора как выключателя значительно лучше, чем электронной лампы, так как остаточное напряжение на транзисторе во включенном состоянии $U_{к.нас}$ не превышает 0,1—0,2 *в*, остаточный ток $I_{к0}$ в выключенном состоянии не более единиц — десятков микроампер, а токи, которые можно включать при помощи даже маломощных транзисторов, достигают сотен миллиампер.

В ключевых режимах работы значительно легче, чем в режимах усиления, осуществить взаимозаменяемость транзисторов; часто при этом не требуется применять специальных мер стабилизации режима в случае изменений температуры.

В ключевом режиме установление тока коллектора (нарастание и спадание) происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени из-за инерционных свойств транзистора.

Отпирание транзистора происходит при подаче на его вход отрицательного перепада напряжения $U_{вх1}$ в момент времени t_1 (рис. 12, *а*). При этом в цепи базы проходит ток $I_{б1}$ в прямом для эмиттерного перехода направлении (рис. 12, *б*). Для запирания транзистора в момент времени t_2 на вход подается положительный

перепад напряжения $U_{вх2}$, при котором в цепи проходит ток обратного направления $I_{б2}$.

При включении большого тока базы в момент времени t_1 требуется время порядка десятков наносекунд, чтобы ток коллектора $i_к$ достиг значения тока насыщения $I_{к\,нас}$ (рис. 12, *в*).

Время, в течение которого $i_к$ достигает уровня 0,9 $I_{к\,нас}$, называется временем включения $t_{вкл}$. Время включения равно сумме времени задержки $t_з$, за которое $i_к$ достигает уровня 0,1 $I_{к\,нас}$, и времени нарастания тока $t_н$, за которое $i_к$ нарастает от уровня 0,1 $I_{к\,нас}$ до уровня 0,9 $I_{к\,нас}$, соответствующее длительности фронта импульса:

$$t_{вкл} = t_з + t_н.$$

Когда транзистор находится в насыщенном состоянии, в базе накапливаются избыточные неосновные носители (дырки для транзистора *p-n-p* типа). В момент времени t_2 выключение транзистора сразу произойти не может, так как требуется определенное время на рассасывание этих носителей в базе. В течение всего времени рассасывания $t_р$ ток коллектора сохраняет значение $I_{к\,нас}$ (в конце $t_р$ он несколько спадает, до уровня 0,9 $I_{к\,нас}$). Время выключения транзистора $t_{выкл}$ равно сумме времени рассасывания носителей $t_р$ и времени спадания тока $t_с$, за которое $i_к$ спадает от уровня 0,9 $I_{к\,нас}$ до уровня 0,1 $I_{к\,нас}$, соответствующее длительности среза импульса:

$$t_{выкл} = t_р + t_с.$$

Время выключения значительно больше, чем время включения, и составляет сотни наносекунд — единицы микросекунд. Оно тем больше, чем глубже насыщение; однако при глубоком насыщении уменьшается время включения. Поэтому для увеличения быстродействия импульсных схем, которое определяется в основном временем выключения, следует избегать глубокого насыщения транзистора. Для уменьшения глубины насыщения в цепь базы включается ограничивающее сопротивление. Иногда для ускорения выключения транзистора к его коллектору подключают полупроводниковый диод, отпирающийся при достижении насыщения и ограничивающий глубину насыщения.

7. ЧЕТЫРЕХСЛОЙНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ ПРИБОРЫ (ДИНИСТОРЫ И ТИРИСТОРЫ)

В последние годы в импульсных устройствах и в устройствах промышленной электроники применяют приборы с четырехслойной *p-n-p-n* структурой.

Их важными положительными качествами являются наличие участка отрицательного сопротивления вольт-амперной характеристики (аналогично туннельным диодам), хорошие ключевые свойства (малое сопротивление в отпертом и большое в запертом состоянии), большой срок службы.

Двухэлектродные приборы, имеющие выводы *А* и *К* (рис. 13), называются динисторами (Д227, Д228), а также переключающими диодами или диодными тиристорами. Трехэлектродные приборы, имеющие дополнительный вывод от одной из базовых областей (уп-

равляющий электрод), называют тиристорами (рис. 14). Иногда их называют также управляемыми диодами или триодными тиристорами. Отечественной промышленностью выпускаются маломощные тиристоры (Д235, Д238) и мощные кремниевые управляемые вентили (КУВ), способные переключать токи в сотни ампер.

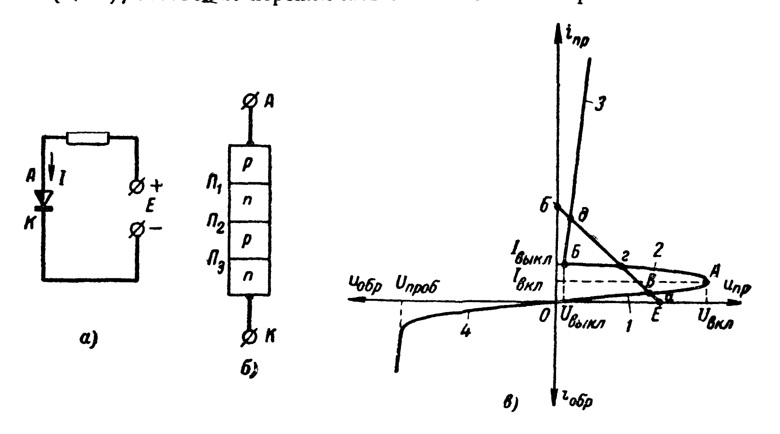


Рис. 13. Динистор.

а — схема включения и обозначение; *б* — структурная схема, *в* — вольт-амперная характеристика.

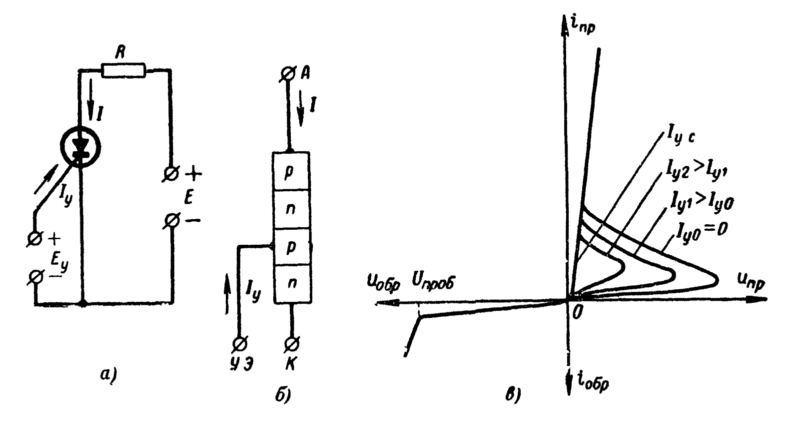


Рис. 14. Тиристор.

а — схема включения и обозначение; *б* — структурная схема; *в* — семейство вольт-амперных характеристик.

Вольт-амперная характеристика динистора (рис. 13, *в*) может быть разделена на несколько участков.

На участке *1*, соответствующем запертому состоянию динистора, сопротивление динистора велико (десятки мегом), а ток через ди-

нистор не превышает единиц микроампер. Центральный *p-n* переход $П_2$ смещен в обратном направлении, а эмиттерные переходы $П_1$ и $П_3$ — в прямом. Точка перегиба характеристики *А* соответствует включению прибора. При токе $I_{вкл}$ и напряжении $U_{вкл}$ начинается лавинообразный процесс возрастания тока через динистор (начинает действовать внутренняя положительная обратная связь по току). На участке *2* сопротивление динистора отрицательно, т. е. возрастание тока продолжается и при снижении приложенного напряжения. Во второй точке перегиба характеристики *Б* начинается участок *3*, где сопротивление динистора положительно и не превышает нескольких омов. Участок *3*, на котором все три *p-n* перехода смещены в прямом направлении, аналогичен прямой ветви характеристики обычного полупроводникового диода (рис. 8) и соответствует отпертому состоянию динистора. Участок *4* представляет собой обратную ветвь характеристики (при обратной полярности внешнего напряжения). Здесь переходы $П_1$ и $П_3$ смещены в обратном направлении, а переход $П_2$ — в прямом. Этот участок ограничен напряжением $U_{проб}$, при котором начинается необратимый пробой.

Выключение динистора, т. е. переход его из отпертого в запертое состояние, происходит при уменьшении тока через прибор до тока выключения $I_{выкл}$.

Если нагрузочная прямая *аб* пересекает вольт-амперную характеристику динистора в трех точках, то точки *в* и *д* — устойчивые, а точка *г* — неустойчивая.

На рис. 14, *в* показано семейство вольт-амперных характеристик тиристора при различных управляющих токах. С увеличением управляющего тока $I_у$, протекающего через один из эмиттерных переходов, уменьшается напряжение $U_{вкл}$, при котором происходит включение прибора. При определенном управляющем токе (ток спрямления $I_{у.с}$) участок отрицательного сопротивления на характеристике отсутствует.

Управляющий электрод используется для управления тиристором. Для запирания прибора требуется уменьшение прямого тока до величины, меньшей $I_{выкл}$, или подача тока управления в направлении, обратном включению.

8. МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ПЕТЛЕЙ ГИСТЕРЕЗИСА

Магнитные элементы применяют в импульсной технике как переключающие и логические элементы. Особенно широко магнитные элементы тороидальной формы применяют в цифровых вычислительных машинах для построения запоминающих устройств, а также в качестве логических элементов систем автоматики. Они имеют малые размеры, просты и надежны.

Магнитные элементы изготовляют на ферритовых тороидальных сердечниках, имеющих петлю гистерезиса почти прямоугольной формы (рис. 15, *в*).

Если создать магнитное поле $+H_m$, а затем устранить его, то в сердечнике сохранится остаточная магнитная индукция $+B_r$, близкая к максимальной $+B_m$. Для перемагничивания сердечника к нему нужно приложить отрицательное магнитное поле $-H_m$, после снятия которого в сердечнике сохранится остаточная магнитная индукция $-B_r$. Таким образом, магнитный элемент с прямоугольной петлей ги-

стерезиса имеет два устойчивых состояния $+B_r$ и $-B_r$, что и используется в переключающих и в запоминающих устройствах.

В двоичной системе счисления устойчивое состояние намагниченности сердечника $+B_r$ принято обозначать единицей (1), а состояние $-B_r$ — нулем (0).

Двоичный магнитный элемент (ячейка) имеет три или четыре обмотки (рис. 15, *а*): входную w_1, выходную w_2, тактовую (считы-

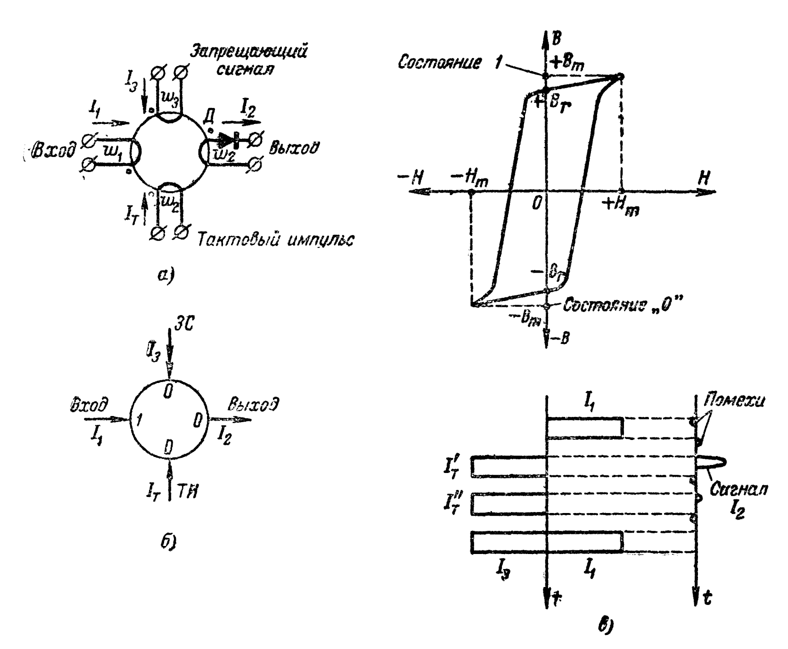


Рис. 15. Магнитный элемент на сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса.

а — схема включения обмоток; *б* — упрощенное условное (логическое) обозначение; *в* — петля гистерезиса сердечника и форма импульсов на обмотках.

вающую) $w_т$ и иногда дополнительную (обмотку запрета) $w_з$. Начало обмотки на электрических схемах обозначают точкой.

При пропускании достаточно большого импульса тока I_1 через входную обмотку w_1 сердечник намагничивается до насыщения $+B_m$ (рис. 15, *в*). После окончания входного импульса сердечник остается намагниченным до величины $+B_r$, т. е. в состоянии 1. Если затем пропустить импульс тока $I_т'$ через тактовую обмотку $w_т$, намотанную в противоположном направлении по сравнению с входной обмоткой w_1, то сердечник перемагнитится. После окончания тактового (считывающего) импульса сердечник остается намагниченным до величины $-B_r$, т. е. в состоянии 0.

При перемагничивании сердечника в выходной обмотке w_2 возникнет выходной сигнал I_2. Если сердечник находится в состоянии 0, то следующий тактовый импульс $I''_т$ почти не изменит магнитный поток в сердечнике и в его выходной обмотке индуктируется небольшое напряжение помехи.

Если требуется запретить прохождение входного сигнала I_1 на выход ячейки, то одновременно, с входным сигналом на обмотку w_3 подается запрещающий сигнал I_3. Магнитный поток от запрещающего сигнала компенсирует магнитный поток от входного сигнала и сердечник остается в состоянии 0.

Перемагничивание сердечника входными сигналами в состояние 1 принято называть записью информации (или записью 1), а перемагничивание сердечника тактовыми импульсами в состояние 0 — считыванием информации (или считыванием 1).

Двоичные магнитные элементы можно соединять последовательно. Для передачи информации только в одном направлении и для исключения взаимного влияния элементов в цепи связи элементов включают диоды или транзисторы. В соответствии с этим различают феррит-диодные и феррит-транзисторные ячейки. Так, диод *Д* на рис. 15, *а* обеспечивает прохождение сигнала на выход схемы только при считывании *1*.

На рис. 15, *б* показано упрощенное условное (логическое) обозначение магнитного элемента. Цифры 1 и 0 указывают на те состояния сердечника, которые стремятся установить входной и тактовый сигналы или удержать запрещающий сигнал. Цифра 0 у выхода указывает на то, что сигнал 1 на выходе появляется при переключении сердечника в состояние 0. Запрещающий вход обозначается двойной стрелкой.

Кроме применения для переключения и запоминания, магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса могут работать и как ограничители напряжения, так как их петля гистерезиса имеет четко выраженные участки насыщения.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПЯХ

При рассмотрении переходных процессов исходят из того основного положения, что при любых скачкообразных изменениях входных сигналов (включениях и выключениях источников э.д.с. и токов) напряжение u_c на емкости и ток i_L через индуктивность не могут изменяться скачком. Если допустить мгновенное изменение u_c или i_L, то это значило бы, что мгновенно изменилась энергия электрического поля конденсатора $W_э = Cu_c^2/2$ или энергия магнитного поля $W_м = Li_L^2/2$.

Для этого потребовался бы источник бесконечно большой мощности, который в реальных условиях существовать не может. Ток через емкость и напряжение на индуктивности могут изменяться скачкообразно, так как при этом не происходит мгновенного изменения энергии.

9. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ ЕМКОСТИ C И СОПРОТИВЛЕНИЯ R

При подключении цепи (рис. 16), состоящей из последовательно включенных емкости C и сопротивления R, к источнику постоянного напряжения E (в момент времени t_1 переключатель $П$ переводят в положение 1) начинается заряд емкости C.

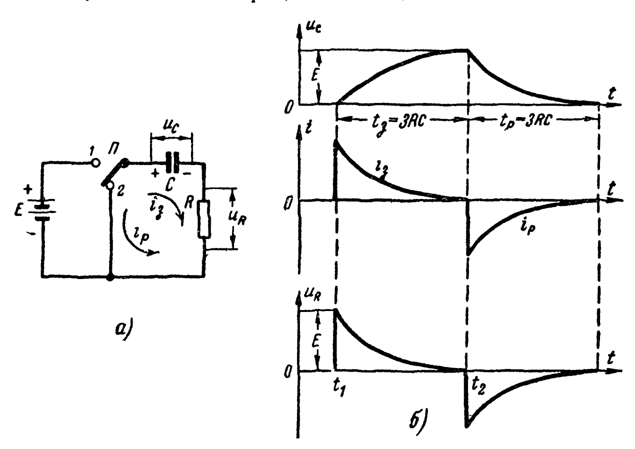


Рис. 16. Переходные процессы в цепи RC при включении и выключении постоянного напряжения.

а — последовательная цепь RC; *б* — диаграмма напряжений и тока в цепи.

Ток заряда равен разности напряжения источника E и напряжения на емкости u_c, деленной на сопротивление R:

$$i_з = \frac{E - u_c}{R}.$$

Напряжение u_c на емкости в момент подключения равно нулю, поэтому ток заряда определяется сопротивлением резистора R, на котором возникает скачок напряжения, равный напряжению источника:

$$u_R = i_з R = \frac{E}{R} R = E.$$

Ток заряда в первый момент времени t_1 будет наибольшим, а затем начнет уменьшаться, так как по мере заряда конденсатора напряжение на нем u_c возрастает, стремясь к напряжению источника E Так как u_c обратно по знаку приложенному напряжению E, то при этом разность напряжений $E—u_c$ постепенно уменьшается. Напряжение на резисторе R пропорционально току заряда

$$u_R = i_з R = \frac{E - u_c}{R} R = E - u_c.$$

Поэтому u_R постепенно уменьшается до нуля. Ток заряда конденсатора выражается формулой

$$i_з = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}},$$

где e=2,72...— основание натуральных логарифмов; t — время с момента включения источника.

Величина $e^{-t/RC}$, представляет собой экспоненциальную (показательную) функцию. Поэтому ток заряда конденсатора изменяется по кривой, называемой экспонентой.

Скорость процесса заряда конденсатора определяется произведением $\tau=RC$, которое имеет размерность времени и называется постоянной времени цепи. Чтобы получить значение τ в секундах, нужно подставлять C в фарадах и R в омах.

Чем меньше постоянная времени τ, тем быстрее происходит заряд конденсатора.

Напряжение на резисторе выражается формулой

$$u_R = i_з R = Ee^{-\frac{t}{RC}},$$

а напряжение на конденсаторе

$$u_c = E - u_R = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

Из формул видно, что ток заряда $i_з$ и напряжение u_R спадут до нуля, а напряжение u_c сделается равным E только через бесконечно большое время $t=\infty$. За время, равное одной постоянной времени цепи $\tau=RC$, конденсатор зарядится только до 0,63 напряжения источника E. Практически считают, что конденсатор зарядился и переходный процесс закончился, если напряжение на конденсаторе достигло 0,95 напряжения источника. Это произойдет через время, равное трем постоянным времени цепи:

$$t = 3\tau = 3RC.$$

Если после окончания переходного процесса заряда конденсатора (в момент времени t_2) перевести переключатель $П$ в положение *2*, то заряженный конденсатор C (рис. 16, *а*) окажется замкнутым на резистор R и в цепи будет протекать ток разряда конденсатора $i_р$. Направление тока разряда $i_р$ противоположно направлению тока заряда $i_з$. Поэтому новый скачок напряжения на сопротивлении u_R имеет отрицательную полярность. При разряде конденсатора напряжение на нем u_c, разрядный ток $i_р$ и напряжение на резисторе u_R экспоненциально спадают. Через время $t=3RC$ конденсатор практически разрядится (до 0,05 первоначального напряжения на нем).

Подадим на вход цепи RC (рис. 17, *а*) не постоянное напряжение от источника E, а прямоугольный импульс, длительность которого $t_и$ больше длительности переходного процесса. При воздействии импульса конденсатор будет заряжаться. На выходе цепи (на резисторе R) возникнет импульс, срез которого является экспонен-

циальной кривой с постоянной времени $\tau = RC$. Этот импульс имеет ту же полярность, что и прямоугольный входной импульс. При окончании действия входного прямоугольного импульса на выходе цепи появится второй импульс, полярность которого будет противоположна полярности входного импульса.

Цепь RC, у которой постоянная времени $\tau = RC$ много меньше длительности входного импульса $t_и (\tau \ll t_и)$, называется **дифференцирующей** (обостряющей) цепью. При подаче на вход диф-

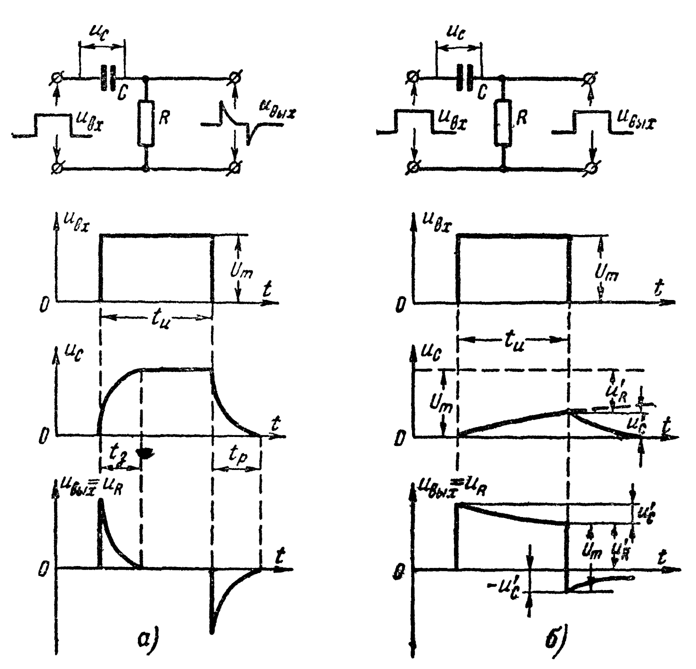


Рис. 17. Переходные процессы в цепях RC при воздействии прямоугольного импульса.

а — дифференцирующая цепь RC ($t_и > 3RC$) и графики напряжений на ее элементах; *б* — то же для переходной цепи RC ($t_и \ll 3RC$).

ференцирующей цепи прямоугольного импульса напряжение на ее выходе имеет вид экспоненциальных импульсов противоположной полярности.

Дифференцирующие цепи широко применяют в импульсных устройствах для получения кратковременных импульсов.

Если длительность входного импульса $t_и$ меньше, чем постоянная времени цепи $\tau = RC$ (рис. 17, *б*), то прямоугольный импульс закончится раньше завершения процесса заряда конденсатора. В момент окончания прямоугольного импульса напряжение на конденсаторе u'_c будет меньше амплитуды импульса U_m. Напряже-

ние на выходе цепи u'_R будет равно разности амплитуды импульса и напряжения на конденсаторе:

$$u'_R = U_m - u'_c.$$

В момент окончания прямоугольного импульса на входе цепи появится отрицательный скачок напряжения на резисторе R, равный $-u'_c$. Напряжение на сопротивлении при этом изменится скачком от u'_R до $-u'_c$, т. е. на величину

$$u'_R - (-u'_c) = U_m.$$

Затем происходит разряд конденсатора.

Если постоянную времени цепи $\tau = RC$ увеличивать, то напряжение u'_R будет приближаться к значению U_m, а напряжение u_c к нулевому значению. При очень большой величине $\tau (\tau \gg t_и)$ прямоугольный импульс пройдет через цепь RC практически без искажений, так как за время импульса напряжение на конденсаторе не успевает измениться, и импульс на резисторе R практически повторяет по форме импульс на входе. Такая цепь RC называется переходной (разделительной) и применяется в многокаскадных схемах для связи между каскадами. Переходная цепь разделяет каскады, чтобы постоянное напряжение с анода лампы предшествующего каскада не было приложено к сетке лампы последующего каскада.

На рис. 18 показана форма напряжения на выходе цепи для различных отношений постоянной времени $\tau = RC$ к длительности импульса $t_и$ при подаче на вход цепи прямоугольного импульса.

Чем меньше отношение $\tau / t_и$, тем короче импульсы на выходе цепи.

Пример. Пусть длительность импульса $t_и = 10$ *мксек*. Для дифференцирующей цепи примем условие, чтобы

$$\tau' = RC' = \frac{1}{10} t_и = 1 \text{ мксек } (t_и > 3\tau).$$

Тогда, задаваясь величиной $R = 10$ *ком*, получим $C' = 100$ *пф*. Чтобы получить переходную цепь для того же импульса, примем условие

$$\tau'' = RC'' = 10 t_и = 100 \text{ мксек } (t_и \ll 3\tau).$$

Тогда при $R = 10$ *ком* получим $C'' = 0{,}01$ *мкф*.

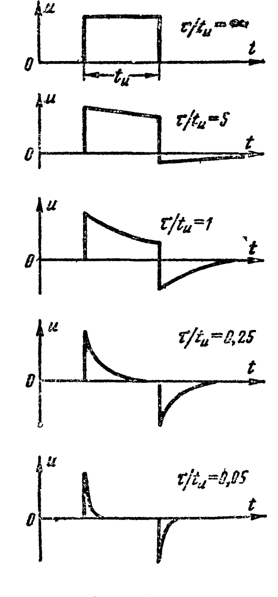


Рис. 18. Форма напряжения на выходе цепи RC для различных отношений постоянной времени $\tau = RC$ к длительности импульса $t_и$.

10. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Дифференцирующей (обостряющей) цепью называется электрическая цепь, при воздействии на вход которой импульса напряжения на выходе образуются два выброса напряжения противоположной полярности, соответствующие фронту и срезу импульса на входе цепи [1].

Напряжение на выходе дифференцирующей цепи зависит от скорости изменения напряжения на входе: чем быстрее изменяется входное напряжение, тем больше выходное напряжение. Для прямоугольного импульса, фронт и срез которого имеют бо́льшую крутизну (большую скорость изменения напряжения), фронту и срезу соответствуют бо́льшие выбросы напряжения во время фронта и среза. Плоская вершина импульса соответствует постоянству входного напряжения (скорость равна нулю), и выходное напряжение равно нулю.

Дифференцирующие цепи чаще всего применяют в импульсных схемах для формирования кратковременных импульсов напряжения из более длительных импульсов, имеющих крутой фронт или срез.

Дифференцирующие цепи с усилителями могут также использоваться для выполнения математической операции дифференцирования в электронных вычислительных машинах непрерывного действия (аналоговых машинах). Здесь дифференцирующие цепи рассматриваются только как укорачивающие.

Дифференцирование можно получать также при помощи цепей, состоящих из активного сопротивления и индуктивности (цепи RL), в которых выходное напряжение снимается с индуктивности. Практически значительно чаще применяют более простые дифференцирующие цепи RC.

Цепь RC будет дифференцирующей, если выполняется условие: постоянная времени цепи $\tau = RC$ много меньше длительности импульса $t_и$, т.е.

$$\tau \ll t_и.$$

При подаче на вход цепи импульса с плоской вершиной заряд конденсатора C до напряжения $u_{вх}$ (при нарастании $u_{вх}$) заканчивается сравнительно быстро и ток заряда в цепи прекращается раньше, чем окончится входной импульс. Ток в цепи появится вновь только тогда, когда входное напряжение начнет уменьшаться и возникнет процесс разряда конденсатора C.

Таким образом, при достаточно малой постоянной времени τ на выходе дифференцирующей цепи образуются два коротких импульса: положительный, связанный с процессом заряда конденсатора, и отрицательный, связанный с процессом его разряда.

Чем меньше τ, тем больше скорость изменения напряжения и тем острее будут импульсы напряжения на выходе дифференцирующей цепи.

---

[1] Иногда дифференцирующей называют цепь, выходной сигнал которой приблизительно пропорционален скорости изменения входного напряжения (производной по времени, т. е. отношению дифференциалов), в то время как укорачивающей (обостряющей) называют цепь, предназначенную для формирования кратковременных выбросов напряжений. Мы не будем делать различий между этими двумя разновидностями RC-цепи.

Длительность выходных импульсов определяется не длительностью входных импульсов, а постоянной времени дифференцирующей цепи $\tau = RC$.

Длительность экспоненциально-падающего импульса на уровне $0{,}5U_{вых}$, получающегося на выходе дифференцирующей цепи, равна:

$$(t_и)_{0,5} = 0{,}7\tau = 0{,}7RC.$$

Если, например, $R = 20$ *ком* и $C = 100$ *пф*, то $(t_и)_{0,5} = 0{,}7 \times 20 \times \times 10^3 \times 100 \times 10^{-12} = 1{,}4 \times 10^{-6}$ *сек* $= 1{,}4$ *мксек*.

Для получения более коротких импульсов на выходе дифференцирующей цепи уменьшают постоянную времени τ. Однако уменьшать τ можно только до определенного предела. Из-за влияния паразитных параметров цепи (паразитных емкостей и внутреннего сопротивления источника) и из-за того, что фронт и срез входного импульса имеют определенную длительность (входные импульсы имеют практически не прямоугольную, а трапецеидальную форму), уменьшение τ сверх некоторого предела вызывает лишь убывание амплитуды выходных импульсов.

Если длительность фронта входного импульса $t_ф$ меньше τ, то цепь RC для фронта импульса будет не дифференцирующей, а переходной и фронт импульса будет передаваться почти без искажений.

В телевизорах дифференцирующей цепью осуществляется с е л е к ц и я кратковременных строчных синхронизирующих импульсов, т. е. их выделение и сокращение длительности путем дифференцирования. Полученные кратковременные импульсы используются для синхронизации генератора строчной развертки в телевизоре одновременно с генератором строчной развертки передающей телевизионной камеры.

Приведем пример. Дифференцирующая цепь телевизора «Рекорд-12», включенная между амплитудным селектором и блокинг-генератором строчной развертки, имеет параметры $R_{3-19} = 2{,}4$ *ком*; $C_{3-16} = 180$ *пф* и постоянную времени цепи

$$\tau = RC = 2{,}4 \times 10^3 \times 180 \times 10^{-12} = 43 \times 10^{-8} \text{ сек} = 0{,}43 \text{ мксек}.$$

По стандарту на параметры системы телевизионного вещания (ГОСТ 7845-55) длительность строчного синхронизирующего импульса $t_и$ равна 8% длительности строки $T = 64$ *мксек*: $t_и = 0{,}08 \times 64 = 5{,}1$ *мксек*, а длительность фронта импульса $t_ф$ должна быть не более

$$t_ф = 0{,}004\,T = 0{,}004 \times 64 = 0{,}26 \text{ мксек}.$$

Отсюда видно, что длительность импульса $t_и$ (5,1 *мксек*) больше постоянной времени цепи τ (0,43 *мксек*) и в то же время длительность фронта импульса $t_ф$ (0,26 *мксек*) меньше τ. Поэтому для самого импульса цепь RC будет дифференцирующей, а для фронта импульса — переходной. Фронт и срез импульса будут передаваться через цепь RC почти без искажений. Вид импульса до и после дифференцирующей цепи показан на рис. 19.

Если постоянная времени цепи примерно равна длительности фронта и среза импульса, то импульсы на выходе цепи имеют форму, близкую к треугольной.

Постоянную времени цепи нецелесообразно выбирать меньше

длительности фронта $t_ф$, так как при этом значительно уменьшается амплитуда выходного импульса без значительного сокращения его длительности.

На процесс дифференцирования значительно влияют внутреннее сопротивление источника входных импульсов $R_{вн}$ и паразитная входная емкость следующего каскада $C_п$ (рис. 20, *а*).

Паразитная емкость $C_п$, которая может составлять 10—20 *пф*, влияет на передачу фронта импульса. Вследствие постепенного заряда емкости $C_п$ уменьшаются крутизна фронта и, следовательно, амплитуда импульсов на выходе дифференцирующей цепи (рис. 20, *б*).

Сопротивление $R_{вн}$ образует делитель напряжения с резистором R. Поэтому на сопротивлении $R_{вн}$ падает часть напряжения и амплитуда выходного напряжения, снимаемого с резистора R, уменьшается. Кроме того, происходит удлинение экспоненциального спада импульсов на выходе цепи.

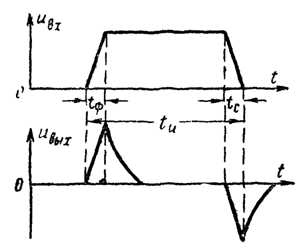


Рис. 19. Строчный синхронизирующий импульс на входе и выходе дифференцирующей цепи строчной развертки телевизора.

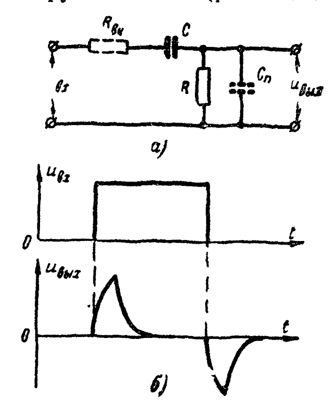


Рис. 20. Дифференцирующая цепь с учетом внутреннего сопротивления $R_{вн}$ и паразитной емкости $C_п$ (*а*) и диаграммы напряжений на входе и выходе цепи (*б*).

Для уменьшения влияния паразитной емкости $C_п$ желательно, чтобы емкость конденсатора дифференцирующей цепи C составляла не менее $(3 \div 5)\ C_п$. Однако емкость конденсатора C нельзя брать слишком большой, так как при этом для сохранения заданной постоянной времени $\tau = RC$ (чтобы τ оставалась меньше длительности импульса $t_и$) нужно уменьшить сопротивление резистора R, а это приводит к большему шунтированию дифференцирующей цепью источника входных импульсов

Поэтому емкость конденсатора C обычно выбирают порядка 100 *пф*, а сопротивление резистора R — порядка единиц или десятков килоом в зависимости от длительности входного импульса.

11. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Интегрирующей (удлиняющей) называется электрическая цепь, при воздействии на вход которой кратковременного импульса

напряжения на выходе образуется более длительный импульс напряжения[1].

Интегрирующие цепи с усилителями могут также применяться для выполнения математической операции интегрирования в электронных аналоговых вычислительных машинах. Здесь интегрирующие цепи рассматриваются только как удлиняющие.

Интегрирование может осуществляться цепями, состоящими из резистора и конденсатора (цепи RC) или из резистора и индуктивности (цепи RL). Практически чаще применяют цепи RC.

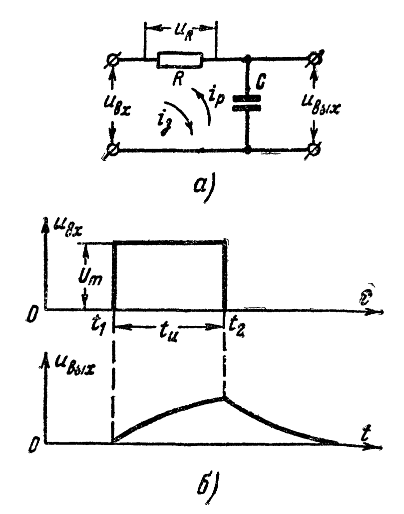


Рис. 21. Интегрирующая цепь RC (а) и диаграммы напряжений на входе и выходе (б).

Интегрирующая цепь RC, как и дифференцирующая, представляет собой последовательное соединение резистора и конденсатора, но выходное напряжение снимается не с резистора, а с конденсатора (рис. 21, а).

Постоянная времени $\tau = RC$ или $\tau = L/R$ здесь должна быть большой, превышающей длительность импульса $t_и$

При воздействии на вход интегрирующей цепи RC прямоугольного импульса в момент времени t_1 (рис 21, б) начинается медленный экспоненциальный заряд конденсатора C, который продолжается все время действия импульса $t_и$. В момент окончания импульса t_2 начинается медленный экспоненциальный разряд конденсатора C, продолжающийся после окончания входного импульса. Таким образом, импульс удлиняется. Напряжение на конденсаторе u_c имеет вид импульса с растянутыми фронтом и срезом.

На рис. 22 показана форма напряжения на выходе интегрирующей цепи при подаче на ее вход прямоугольного импульса с амплитудой, равной единице, для различных отношений постоянной времени цепи $\tau = RC$ к длительности импульса $t_и$. Из рис. 22 видно, что чем больше постоянная времени цепи τ, тем более длинным получается импульс на выходе цепи, но амплитуда его при этом уменьшается, так как конденсатор не успевает полностью разрядиться за время действия импульса $t_и$.

В телевизорах интегрирующую цепь обычно включают между амплитудным селектором и генератором кадровой развертки для выделения длительных кадровых синхронизирующих импульсов, т. е. для временной селекции (селекции импульсов по длительности). Постоянная времени такой цепи должна быть порядка десятков — со-

---

[1] Название «интегрирующая цепь» связано с тем, что напряжение на выходе цепи приблизительно пропорционально интегралу входного напряжения.

тен микросекунд. Поэтому кратковременный строчный синхронизирующий импульс длительностью 5,1 *мксек* не успевает зарядить конденсатор интегрирующей цепи до напряжения отпирания лампы задающего генератора кадровой развертки. Зарядить конденсатор может только значительно более длительный кадровый синхронизирующий импульс, имеющий длительность 194 *мксек*. Кратковременные импульсные помехи также не успевают создать на выходе интегрирующей цепи заметного напряжения и не будут вызывать срывов синхронизации по кадрам.

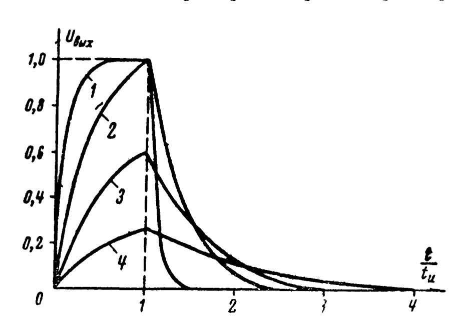
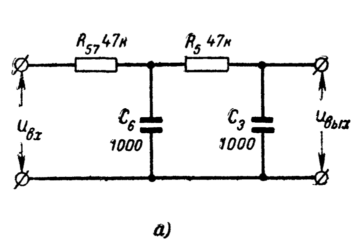


Рис 22. Форма напряжения на выходе интегрирующей цепи для различных отношений постоянной времени τ к длительности импульса $t_и$.

1 — $\tau/t_и=0,1$; *2* — $\tau/t_и=0,2$; *3* — $\tau/t_и=1$; *4* — $\tau/t_и=5$.

Для получения еще большего различия в амплитудах кадровых и строчных синхронизирующих импульсов часто применяют интегрирующие цепи из двух или трех звеньев. Например, в цветном телевизоре «Рубин-401» применена двухзвенная интегрирующая цепь, резисторы которой имеют сопротивления по 47 *ком*, а конденсаторы — емкость по 1 000 *пф* (рис. 23, *а*).



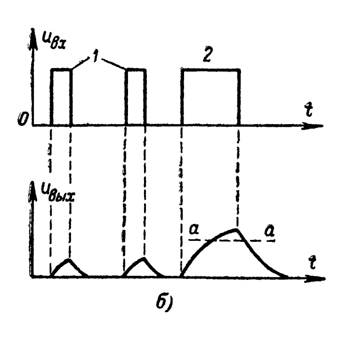


Рис. 23. Интегрирующая цепь приемника цветного телевидения «Рубин-401».

а — схема, *б* — форма напряжений на входе и выходе· *1* — строчные синхронизирующие имлульсы, *2* — кадровый синхронизирующий импульс; *а* — *а* — уровень срабатывания кадровой развертки.

Постоянная времени каждого звена цепи равна:

$$\tau = RC = 47 \times 10^3 \times 1\,000 \times 10^{-12} =$$

$$= 47 \times 10^{-6}\ сек = 47\ мксек.$$

Постоянная времени значительно меньше длительности кадрового синхронизирующего импульса (194 *мксек*) и в то же время больше длительности строчного синхронизирующего импульса (5,1 *мксек*). Поэтому только во время кадрового синхронизирующего импульса напряжение на выходе цепи успевает возрасти до уровня срабатывания схемы кадровой развертки (рис. 23, *б*).

Если крутизна переднего фронта импульса мала, то под влиянием даже незначительных колебаний амплитуды импульса или напряжений питания запуск кадровой развертки может наступить раньше, чем это требуется. Поэтому в каждом звене интегрирующей цепи

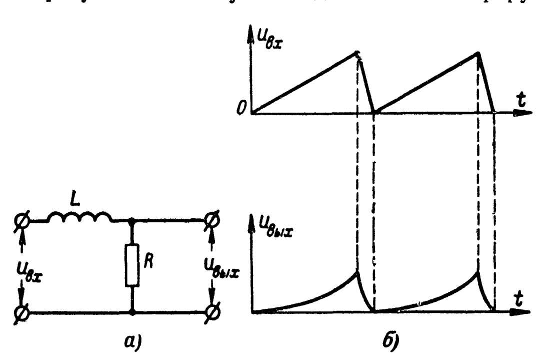


Рис. 24. Интегрирование напряжения пилообразной формы.

а — схема цепи *RL*; *б* — форма напряжений на входе и выходе цепи.

постоянная времени τ должна быть в несколько раз меньше длительности кадрового синхронизирующего импульса $t_и$.

Так, для телевизора «Рубин-401» отношение $\tau/t_и=47/194=0{,}24$ и фронт импульса на выходе каждого звена достаточно крутой (кривая *2* на рис. 22).

Интегрирующие цепи с постоянной времени $\tau=RC$ или $\tau=L/R$, много большей длительности импульса $t_и$, применяют также для получения напряжения параболической формы из напряжения пилообразной формы (рис. 24). В этом случае при линейно нарастающем входном напряжении выходное напряжение изменяется по квадратичному закону.

В приемниках цветного телевидения напряжение параболической формы используется для сведения красного, синего и зеленого лучей на экране кинескопа. Так как катушки сведения отклоняющей системы кинескопа обладают и индуктивностью и активным сопротивлением, то они же и составляют элементы интегрирующей цепи *RL*.

12. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

При выключении и включении источника синусоидального напряжения, питающего колебательный контур, а также при действии на контур импульсного напряжения в контуре возникают переходные

процессы, имеющие характер постепенного нарастания или затухания колебаний.

Если в некоторый момент времени t_1 переключателем *П* отключить от контура *LC* питающий его генератор синусоидального напряжения *Г* (рис. 25, *а*), то часть запасенной в контуре энергии будет выделяться в виде тепла на эквивалентном сопротивлении контура *R* и колебания в контуре начнут постепенно затухать.

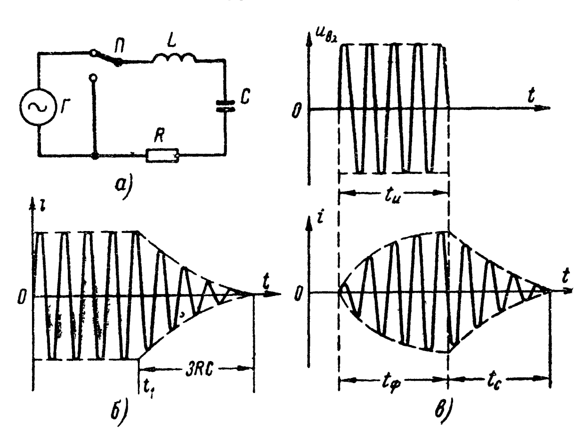


Рис. 25. Переходные процессы в колебательном контуре.

а — схема включения контура; *б* — форма колебаний до и после отключения генератора э. д. с; *в* — переходный процесс при действии радиоимпульса.

Огибающая колебаний тока в контуре убывает по экспоненте с постоянной времени

$$\tau = \frac{1}{\pi 2\Delta f} = \frac{Q}{\pi f_0},$$

где $2\Delta f$ — полоса пропускания контура; $Q = \frac{2\pi f_0 L}{R}$ — добротность контура; f_0 — резонансная частота контура.

Чем выше добротность контура (чем у́же полоса пропускания), тем больше постоянная времени и тем медленнее затухают колебания. Колебания практически полностью прекратятся через время, близкое к трем постоянным времени 3τ (рис. 25, *б*).

Пример. Пусть резонансная частота контура $f_0 = 1$ *Мгц* и его добротность $Q = 100$.

Тогда полоса пропускания контура

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q} = \frac{10^6}{100} = 10^4 \textit{ гц} = 10 \textit{ кгц}.$$

Постоянная времени контура

$$\tau = \frac{1}{\pi 2\Delta f} = \frac{1}{3{,}14\cdot 10^4} = 32\cdot 10^{-6}\ \textit{сек} = 32\ \textit{мксек}.$$

Время переходных процессов (затухания или нарастания колебаний)

$$t = 3\tau = 3\times 32 \approx 100\ \textit{мксек}.$$

При включении источника синусоидального напряжения нарастание тока в контуре происходит по экспоненте с той же постоянной времени τ.

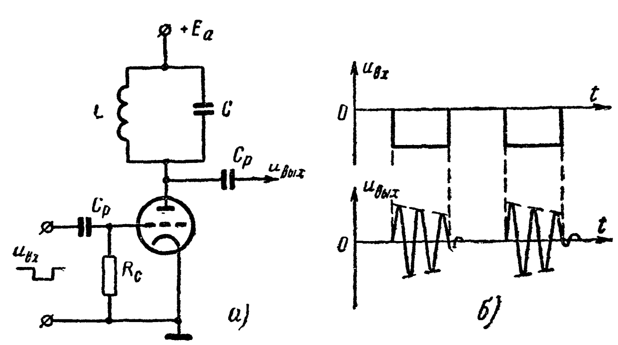


Рис. 26. Контур ударного возбуждения.

а — схема включения; *б* — форма колебаний в контуре при действии прямоугольных видеоимпульсов.

Если на колебательный контур действует радиоимпульс прямоугольной формы $u_{\text{вх}}$ (рис. 25, *в*), то ток в контуре i нарастает и спадает не мгновенно, а в течение некоторого времени и поэтому отличается по форме от $u_{\text{вх}}$ наличием экспоненциальных фронта и среза, длительности которых приблизительно равны 3τ.

Чтобы сохранить форму импульса, близкую к прямоугольной, т. е. сохранить длительности фронта и среза, расширяют полосу пропускания контура $2\Delta f$ (уменьшают добротность Q). Однако при уменьшении добротности контура уменьшается снимаемое с контура напряжение. Если импульс заканчивается в тот момент, когда ток в контуре уже успел установиться, то длительность импульса увеличивается примерно в 2 раза, так как длительности фронта и среза равны длительности входного импульса.

Требуемая полоса пропускания контура $2\Delta f$ в зависимости от допустимых искажений импульса выбирается из условия

$$2\Delta f = \frac{1 \div 3}{t_{\text{и}}}.$$

Колебательный характер имеют также переходные процессы в контуре при подключении к нему постоянного напряжения.

Большое практическое применение для получения масштабных меток в осциллографах и для других целей имеет параллельный кон-

тур, в котором с помощью ламповой схемы возбуждаются медленно затухающие колебания. Такой контур называется контуром ударного возбуждения (рис. 26).

Колебательный контур LC включают в анодную цепь лампы или в коллекторную цепь транзистора. Когда лампа отперта, через катушку индуктивности L протекает постоянный анодный ток. Колебания в контуре отсутствуют; в магнитном поле катушки при этом запасена энергия. Для запуска схемы на сетку лампы подают длительный отрицательный импульс, запирающий лампу. При этом благодаря запасенной в катушке энергии магнитного поля в контуре возникают медленно затухающие колебания, частота которых определяется параметрами контура L и C. В момент окончания импульса на сетке лампа отпирается и колебания быстро затухают, так как контур шунтируется небольшим внутренним сопротивлением лампы.

Из полученных таким образом «отрезков» колебаний затем формируются импульсы для получения масштабных меток развертки осциллографа.

13. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНИЯХ

В импульсной технике находят широкое применение длинные линии, представляющие собой электрические цепи с распределенными постоянными. Они состоят как бы из бесконечно большого числа бесконечно малых индуктивностей, ёмкостей и сопротивлений, равномерно распределенных вдоль проводов линии. Длинные линии могут быть двухпроводными и коаксиальными. В линиях могут образовываться стоячие и бегущие волны напряжения и тока.

Отношение напряжения бегущей волны к току ρ представляет собой сопротивление, которое как бы оказывает линия бегущей волне. Оно называется волновым сопротивлением линии. Волновое сопротивление линии имеет активный характер, не зависит от длины линии, а определяется ее параметрами.

Например, для коаксиальной линии

$$\rho = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d},$$

где D — диаметр наружного провода линии; d — диаметр внутреннего провода; ε — диэлектрическая проницаемость диэлектрика (для полиэтилена $\varepsilon \approx 2{,}25$).

Бесконечно длинную линию можно заменить линией любой длины, если в точке разрыва нагрузить ее на сопротивление, равное волновому. При этом в линии сохранятся бегущие волны, т. е. напряжение и ток до места разрыва будут такими же, как в линии бесконечной длины. Идеальная линия без потерь, нагруженная на волновое сопротивление, осуществляет задержку распространяющегося вдоль нее импульса без искажения его формы.

Рассмотрим переходные процессы, происходящие в разомкнутой на конце линии при подключении ее к источнику постоянного напряжения E (рис. 27, a).

При внутреннем сопротивлении источника $R_{вн}$, равном волновому сопротивлению линии ρ, напряжение источника E распределяется поровну между $R_{вн}$ и ρ. Поэтому по линии распространяются волна напряжения $E/2$ и волна тока $E/2\rho$. Дойдя до разомкнутого

конца линии, волны напряжения и тока отражаются. На конце линии происходит накапливание электрических зарядов, поэтому напряжение на конце линии максимально. Так как ток в конце разомкнутой линии всегда равен нулю, то, следовательно, нулю должна быть равна сумма падающей и отраженной волн тока. Поэтому отраженная от разомкнутого конца волна тока по величине равна, но противоположна по знаку падающей волне. Отраженная волна напряжения равна по величине и по знаку падающей волне напряжения.

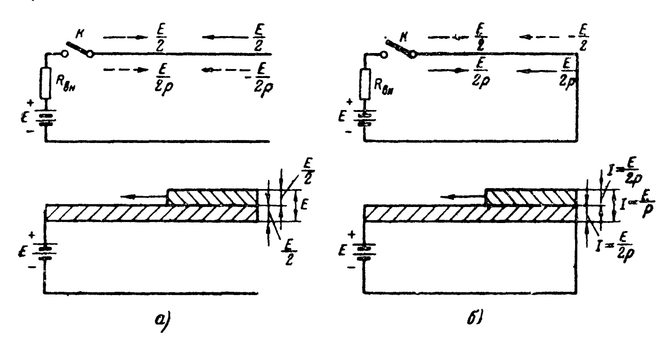


Рис. 27. Переходные процессы в линиях.

а — линия, разомкнутая на конце; *б* — линия, замкнутая накоротко.

Через время, равное удвоенному времени распространения волны вдоль линии в прямом направлении, отраженные волны напряжения и тока возвратятся ко входу линии. При $R_{вн}=\rho$ отражения от входа линии не происходит. На линии прямая и отраженная волны напряжения складываются и создают напряжение E, а волны тока взаимно компенсируются, поэтому ток в линии будет равен нулю.

Если линия замкнута на конце накоротко (рис. 27, *б*), то напряжение на замкнутом конце линии равно нулю. Поэтому отраженная волна напряжения противоположна по знаку падающей волне и напряжение по всей линии устанавливается равным нулю. Ток в конце замкнутой линии максимален. Отраженная волна тока имеет тот же знак, что и падающая волна, поэтому ток на линии устанавливается равным $I=E/\rho$.

Как в разомкнутой, так и в замкнутой на конце линии переходные процессы заканчиваются после достижения отраженной волной начала линии.

Время распространения волны вдоль линии

$$t_з = \frac{l}{v} 10^6, \ мксек,$$

где l — длина линии, *м*; v — скорость распространения волны, *м/сек*.

Для линии с воздушным диэлектриком $t_з=3{,}3\times10^{-3}l$, *мксек*.

Для линии с диэлектриком, имеющим диэлектрическую проницаемость ε:

$$t_з = 3,3 \cdot 10^{-3} l \sqrt{\varepsilon}\ , \ мксек.$$

Если, например, коаксиальный кабель с ε=2,25 имеет длину l=200 *м*, то время распространения импульса (волны) вдоль кабеля (время задержки) будет равно:

$$t_з = 3,3 \cdot 10^{-3} l \sqrt{\varepsilon} = 3,3 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \sqrt{2,25} = 1\ мксек;$$

Если на вход разомкнутой на конце линии поступает положительный импульс, то через время $2t_з$ импульс вернется к началу линии с теми же полярностью и амплитудой.

Если положительный импульс подан на вход короткозамкнутой на конце линии, то он вернется к началу линии через время $2t_з$ с той же амплитудой, но противоположной (отрицательной) полярности.

Если линия нагружена на сопротивление, равное волновому сопротивлению линии ρ, то импульс, дойдя через время $t_з$ до нагрузки, выделится на нагрузочном сопротивлении без отражения.

Если линия нагружена на сопротивление, не равное волновому сопротивлению линии, то отраженная волна будет меньше падающей, так как часть энергии поглотится нагрузкой. Поэтому к началу линии через время $2t_з$ вернется импульс меньшей амплитуды.

В реальных длинных линиях всегда имеется затухание, поэтому отраженные импульсы имеют меньшую амплитуду, чем подведенные к линии.

14. ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

В импульсных устройствах часто оказывается нужным задержать каждый импульс последовательности.

Различают устройства, которые позволяют ввести постоянный, т. е. нерегулируемый сдвиг импульсов во времени, и устройства, позволяющие плавно регулировать сдвиг импульсов, т. е. вводить переменную задержку импульсов.

Задержку импульсов широко применяют в различных импульсных устройствах, например, когда необходим запуск или срабатывание нескольких устройств с некоторым сдвигом во времени. Задержку импульсов используют при формировании импульсов, их преобразовании, для управления работой генераторов импульсов, кодирования и декодирования импульсных сигналов в электронных вычислительных машинах и других устройствах.

При наблюдении импульсов при помощи осциллографа желательно, чтобы на экране был хорошо виден фронт импульса. Для этого в современных осциллографах имеется возможность задержать подачу регистрируемого импульса на отклоняющие пластины на время (обычно порядка десятых долей микросекунды), нужное для срабатывания от этого же импульса ждущей развертки электронного луча осциллографа.

В телевидении при формировании полного телевизионного сигнала импульс сдвигают во времени, чтобы сместить начало одного из них относительно другого на заданную величину. Так, строчный

синхронизирующий импульс должен быть «насадкой» на более длительном строчном гасящем импульсе, для чего в генераторе синхронизирующих импульсов (синхрогенераторе) его задерживают на время 1,28 *мксек* (рис. 28).

Задержку импульсов применяют также для фиксирования длительности работы импульсных устройств. Если начало срабатывания какого-либо устройства обеспечивается подачей короткого импульса, а момент окончания его работы — приходом задержанного импульса, то длительность работы этого устройства строго фиксирована и равна времени задержки импульса. Следовательно, применяя линию задержки, можно стабилизировать длительность или частоту следования импульсов в различных устройствах, например, в релаксационных генераторах импульсов.

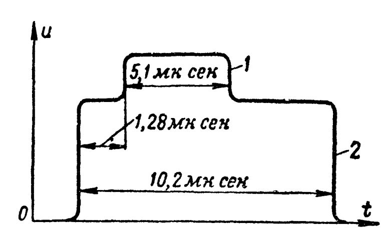


Рис. 28. Форма и взаимное расположение строчного синхронизирующего импульса (*1*) и строчного гасящего импульса (*2*) в телевизионном вещании.

Линией задержки (задерживающей цепью) называется линейная электрическая цепь, предназначенная для задержки импульсов на определенный промежуток времени, зависящий от параметров линии.

Линии задержки разделяются на электрические и ультразвуковые. Электрические линии применяют для задержки импульсов на время от сотых долей микросекунды до десятков микросекунд, а ультразвуковые линии — для получения значительно большей задержки (до тысяч микросекунд).

Электрические линии задержки. Постоянный сдвиг во времени создается при распространении электромагнитной волны вдоль электрической длинной линии (кабеля), нагруженной на сопротивление, равное волновому сопротивлению линии, т. е. когда линия согласована с нагрузкой.

Основное достоинство длинных линий как задерживающих устройств состоит в возможности достижения малых искажений импульсов. Эти линии весьма широкополосны. Например, линия передачи в виде коаксиального кабеля с однородным заполнением диэлектриком имеет полосу пропускания порядка 100—1 000 *Мгц*.

Главные недостатки линии задержки, выполненной в виде обычного коаксиального кабеля (РК-75-7-16, РК-75-7-22 и др.), заключены в малой задержке на единицу длины и низком значении волнового сопротивления (50—150 *ом*).

Скорость распространения электромагнитных волн вдоль коаксиального кабеля

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}, \ м/сек,$$

где c — скорость света, *м/сек*; ε — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

Для кабеля с полиэтиленовой изоляцией $\varepsilon=2{,}25$ и $v=\frac{3\times10^8}{\sqrt{2{,}25}}=$ $=2\times10^8$ *м/сек*$=200$ *м/мксек*.

Следовательно, для задержки импульса в такой линии на 1 *мксек* длина кабеля должна быть равна 200 *м*. Поэтому линии задержки в виде коаксиального кабеля применяют только для задержки импульсов на время, измеряемое наносекундами, например, в скоростных осциллографах, генераторах наносекундных импульсов и др.

Для получения больших задержек применяют искусственные линии задержки, которые разделяются на однородные

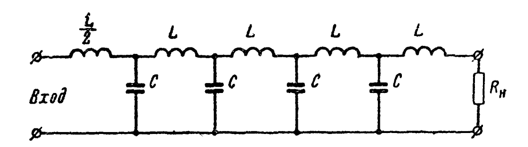


Рис. 29. Цепочечная линия задержки с сосредоточенными параметрами.

(с распределенными параметрами) и цепочечные (с сосредоточенными параметрами). Однородные линии выполняют в виде специальных кабелей (РС-400-7-12, РС-1600-7·11 и др.), в которых один из проводов линии свернут в виде спирали. Поэтому такие линии называют спиральными.

В однородных спиральных линиях можно получить задержку до 0,1 *мксек* на 1 *см* длины линии при волновом сопротивлении порядка 1 000 *ом*. Однако в спиральных линиях импульсы искажаются. Между соседними витками спирали образуется паразитная емкость $C_п$ (10—20 *пф/см*), которая шунтирует индуктивность ячейки L. Чем больше емкость $C_п$, тем сильнее искажение формы импульса на выходе линии.

В однородных спиральных линиях задержка уменьшается с увеличением частоты, что приводит к асимметрии выходных импульсов и уменьшению крутизны фронта. Для коррекции формы импульсов линии иногда усложняют, помещая тонкие пластинки вдоль всей оси спирали или отдельных ее участков. Улучшения качественных показателей однородной спиральной линии задержки можно добиться также, используя для увеличения погонной индуктивности гибкий ферромагнитный сердечник с высокой магнитной проницаемостью μ.

Полоса пропускания для однородных спиральных линий задержки может быть примерно 5—15 *Мгц*, что позволяет получить на нагрузке импульсы с длительностью фронта примерно 0,1 *мксек*.

В однородных спиральных линиях можно плавно регулировать задержку импульса путем перемещения скользящего контакта вдоль витков спирали.

Однородные линии задержки применяют обычно для получения задержки на время не более 1 *мксек*.

Для получения задержки импульсов на время от долей микросекунды до нескольких десятков микросекунд применяют цепочечные линии (ЛЗТ — теплостойкие, ММЛЗ — микромодульные и др.).

Цепочечные линии задержки (рис. 29) собирают путем последовательного соединения значительного количества ячеек (звеньев), каждая из которых содержит сосредоточенные элементы L и C в виде катушки индуктивности и конденсатора.

Время задержки импульса на одну ячейку равно $\sqrt{LC}$. Если число ячеек линии n, то время задержки всей линии определится из выражения

$$t_з = n\sqrt{LC}.$$

Волновое сопротивление линии $\rho = \sqrt{L/C}$.

Чтобы не было отражений, цепочечная линия, так же как и однородная, должна быть нагружена на сопротивление, равное волновому.

Для того чтобы цепочечная линия пропустила без значительных искажений импульс длительностью $t_и$ с задержкой во времени $t_з$, необходимо, чтобы частотная характеристика линии была равномерной, а фазовая характеристика линейной в области частот до $\frac{2 \div 4}{t_и}$. При таком выборе полосы фронт и срез импульса на выходе линии имеют продолжительность около $0,2t_и$.

Исходя из этого условия, можно получить приближенные формулы для определения элементов линии L и C, а также числа ячеек n по заданным сопротивлению нагрузки $R_н$, времени задержки $t_з$ и длительности импульса $t_и$:

$$L = 0,1 t_и R_н; \quad C = 0,1 \frac{t_и}{R_н}; \quad n = \frac{t_з}{\sqrt{LC}}.$$

Пример. Для задержки импульсов длительностью 1 *мксек* на время 2 *мксек* при сопротивлении нагрузки $R_н = 2$ *ком*

$$L = 0,1 t_и R_н = 0,1 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^3 = $$
$$= 2 \times 10^{-4} \text{ гн} = 200 \text{ мкгн};$$

$$C = 0,1 \frac{t_и}{R_н} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^3} = 50 \cdot 10^{-12} \text{ ф} = 50 \text{ пф};$$

$$n = \frac{t_з}{\sqrt{LC}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} \approx 15.$$

В настоящее время промышленность выпускает несколько типовых цепочечных искусственных линий, большинство из которых герметизируют для защиты от влияния влаги. Конструктивно цепочечную линию часто выполняют в виде текстолитового стержня, на котором укреплены катушки индуктивности с сердечниками из магнитодиэлектрика и конденсаторы.

На рис. 30 приведена схема для плавного регулирования задержки импульсов при помощи искусственной цепочечной линии задержки, индуктивности которой L представляют собой обмотки на магнитных сердечниках тороидальной формы. На каждом сердечнике имеется также дополнительная обмотка $L_{доп}$. Все дополнитель-

ные обмотки включают последовательно с источником управляющего напряжения $u_{\text{упр}}$. Потенциометром R регулируют ток подмагничивания сердечников. При этом изменяется индуктивность основных обмоток сердечников L, а следовательно, и время задержки $t_з = n\sqrt{LC}$ (n — число звеньев линии).

Большие пределы регулирования задержки импульсов в рассматриваемой схеме получить затруднительно, так как при изменении индуктивности L изменяется волновое сопротивление линии $\rho = \sqrt{L/C}$, что нарушает согласование линии с нагрузочным сопротивлением $R_н$.

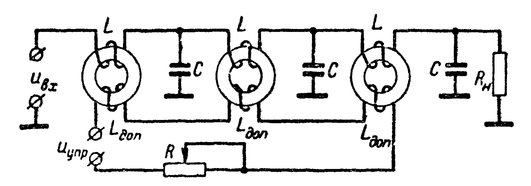


Рис. 30. Схема линии задержки с плавной регулировкой задержки импульсов.

Для ступенчатого изменения времени задержки импульсов может применяться переключение числа звеньев цепочечной линии или отрезков однородной линии задержки при помощи механических или электронных переключателей.

Ультразвуковые линии задержки. В этих линиях используют ультразвуковые волны, которые распространяются в твердой или жидкой среде со скоростью, примерно в 10^5 раз меньшей скорости распространения электромагнитных колебаний. Это дает возможность получить значительное время задержки (сотни и тысячи микросекунд) при небольших длинах линий.

В зависимости от способа преобразования сигналов различают ультразвуковые линии с пьезоэлектрическими преобразователями, которые принято называть просто ультразвуковыми линиями задержки (УЛЗ), и магнитострикционные линии задержки (МЛЗ).

Ультразвуковые линии задержки с пьезоэлектрическими преобразователями представляют собой звукопровод — трубку, заполненную водой, ртутью, или выполняются в виде стержня. С обеих сторон звукопровода помещены кварцевые пластины. К одной пластине подводят задерживаемый импульс, предварительно преобразованный в импульс высокочастотных колебаний (единицы — десятки мегагерц). Под их воздействием кварцевая пластина начинает колебаться, вызывая в среде механические ультразвуковые волны. Когда волны достигают второй кварцевой пластины, они преобразуются ею в электрические колебания, после детектирования которых получается видеоимпульс, задержанный во времени. Для увеличения времени задержки часто применяют многократное отражение волны от граней твердого звукопровода.

В магнитострикционных линиях задержки для возбуждения ультразвуковой волны используют явление магнитострикции, состоящее в том, что некоторые металлы (никель, кобальт и др.) и их сплавы изменяют свои размеры под действием магнит-

ного поля. Линия состоит из длинного стержня, на который надевают передающую и приемную катушки. Под действием импульса тока в передающей катушке в стержне возникают ультразвуковые волны сжатия и растяжения, распространяющиеся в обе стороны. Концы стержня закрепляют в поглощающих прокладках, поэтому одна из волн поглощается, а вторая распространяется к приемной катушке, которая подмагничена с помощью магнита. Волна возбуждает в ней электрический импульс, задержанный относительно входного. Регулируя расстояние между катушками, можно изменять величину задержки. Для никеля удельная задержка составляет около 2 *мксек* на 1 *см* длины.

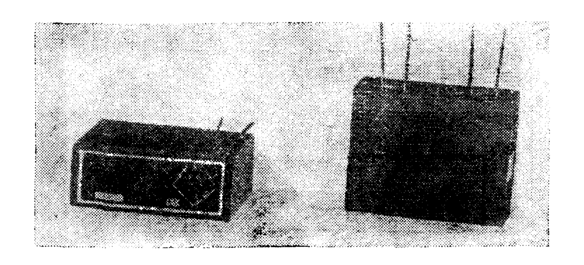


Рис. 31. Ультразвуковая линия задержки приемника цветного телевидения.

Ультразвуковые линии задержки на 64 *мксек* (рис. 31) применены в приемниках цветного телевидения «Рубин-401», «Радуга-5» и других, работающих по системе СЕКАМ, для задержки сигналов цветности на длительность одной строки с целью восполнить недостающую информацию при поочередной передаче красного и синего сигналов цветности (через строку).

Ультразвуковые и магнитострикционные линии задержки применяются в качестве запоминающих элементов в электронных вычислительных машинах (в динамических триггерах). Электрические *сигналы с выхода линии в этом случае снова поступают на ее вход.* Любой импульс или последовательность импульсов могут циркулировать в линии (с усилением для компенсации затухания) до тех пор, пока они не потребуются в каком-либо из устройств вычислительной машины.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

В импульсных устройствах часто возникает необходимость усиления импульсных сигналов без изменения их формы, т. е. с минимальными искажениями. Для этого электронная лампа или транзистор должны работать в линейном усилительном режиме (в области линейных участков характеристик).

В гл. 1 было показано, что импульсные сигналы имеют широкий спектр частот. Поэтому усилители импульсов должны быть достаточно широкополосными, чтобы усиливать импульсы с возможно меньшими искажениями их формы. Частотный диапазон усилителей импульсов должен быть от нескольких герц до десятков мегагерц. В телевидении необходимость усиливать широкую полосу частот возникает из-за большого числа элементов разложения изображения. Импульсные усилители для усиления телевизионных видеоимпульсов обычно называют в и д е о у с и л и т е л я м и.

15. ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСОВ ПРИ УСИЛЕНИИ

При усилении прямоугольного импульса его форма искажается (рис. 32) — растягиваются фронт, срез и возникает спад вершины. Кроме того, могут возникнуть верхний и нижний (обратный) выбросы.

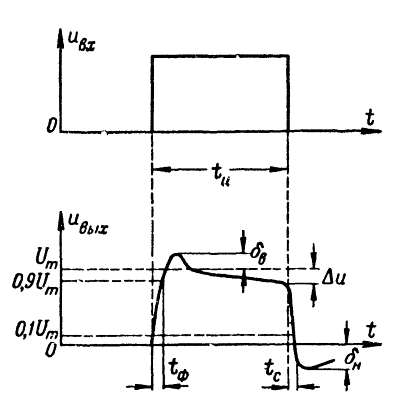


Рис. 32. Искажения формы прямоугольного импульса усилителем.

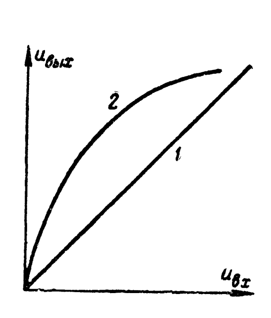


Рис. 33. Амплитудная характеристика усилителя.

1 — идеальная; 2 — с гамма-коррекцией.

Отклонение формы импульса от прямоугольной оценивается следующими параметрами:

а) длительностью фронта (временем нарастания или временем установления импульса) $t_ф$;

б) длительностью среза (временем спадания импульса) $t_с$;

в) величиной верхнего выброса $\delta_в$;

г) величиной нижнего (обратного) выброса $\delta_н$;

д) величиной спада плоской части импульса Δu.

Искажения импульса обычно считаются допустимыми, если

$$t_ф \leqslant 0,1 t_и \text{ и } \Delta u \leqslant 0,1 U_m,$$

где $t_и$ — длительность импульса; U_m — амплитуда импульса.

Искажения, возникающие при усилении импульсов, могут быть нелинейными и линейными.

Источником нелинейных искажений служит нелинейность характеристик электронной лампы или транзистора, примененных в усили-

теле. Для уменьшения нелинейных искажений входной сигнал не должен попадать на нелинейные участки характеристик.

Нелинейные искажения оцениваются по амплитудной характеристике усилителя — зависимости между мгновенными значениями выходного и входного напряжений (рис. 33).

Идеальная амплитудная характеристика должна быть прямой линией. В телевизионных видеоусилителях иногда специально искривляют амплитудную характеристику при помощи гамма-коррек-

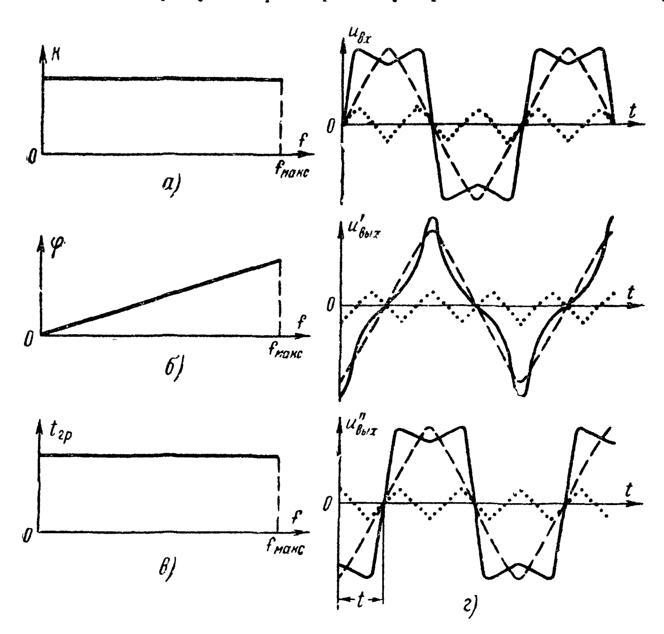


Рис. 34. Характеристики идеального усилителя.

а — амплитудно-частотная; *б* — фазо-частотная; *в* — группового времени распространения; *г* — временные диаграммы, поясняющие возникновение фазовых искажений и задержки.

торов, чтобы исправить нелинейные искажения, возникающие при передаче и приеме изображения, и улучшить градации яркости изображения.

Линейные искажения возникают из-за переходных процессов в реактивных элементах (емкостях и идуктивностях) усилителя при воздействии на него входного импульса. Различают частотные и фазовые линейные искажения. Их можно оценивать по амплитудно-частотным и фазо-частотным характеристикам или по переходным характеристикам усилителя.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя (которую для сокращения обычно называют частотной характеристикой) — это зависимость коэффициента усиления K от частоты f синусоидальных колебаний, поданных на его вход (рис. 34, *а*). Идеаль-

ная частотная характеристика имеет вид прямой горизонтальной линии. Из-за наличий в схеме емкостей и индуктивностей реальная частотная характеристика имеет завалы в области нижних и верхних частот. Неодинаковое усиление различных частот спектра усиливаемого сигнала приводит к искажениям его формы.

Однако частотная характеристика не дает полного представления об искажении формы сигнала. Необходимо также знать, какой фазовый сдвиг вносится усилителем для каждой гармоники спектра частот усиливаемого сигнала.

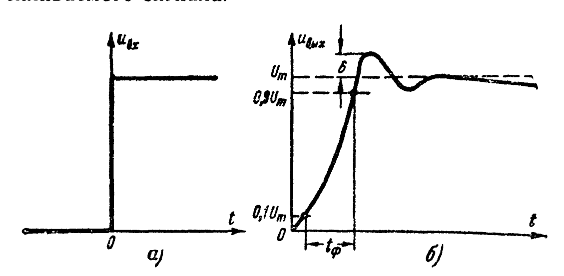


Рис. 35. Единичный ступенчатый сигнал (*а*) и переходная характеристика усилителя (*б*).

Ф а з о - ч а с т о т н а я характеристика усилителя (или фазовая характеристика) — зависимость угла сдвига фазы φ между входным и выходным напряжением от частоты *f* (рис. 34, *б*) синусоидальных колебаний, поданных на вход усилителя. Если фазовая характеристика линейна, т. е. вносимый усилителем угол сдвига фазы пропорционален частоте, то усилитель не изменяет формы усиливаемых сигналов, а только сдвигает сигнал во времени.

На рис. 34, *г* (верхний график) показан входной сигнал (сплошная линия), состоящий из колебаний основной частоты и третьей гармоники (пунктирные линии). Если при прохождении через усилитель основная частота и третья гармоники сдвинутся на одинаковый угол, например 90°, то форма выходного сигнала $u'_{вых}$ будет сильно отличаться от формы входного сигнала. Если же основная частота сдвинется на 90°, а третья гармоника на 90×3=270°, т. е. сдвиг фазы будет пропорционален частоте, то форма $u''_{вых}$ не будет отличаться от формы $u_{вх}$, но выходной сигнал будет сдвинут относительно входного на время *t*.

Таким образом, для неискаженного воспроизведения формы импульса, кроме равномерности частотной характеристики, требуется также обеспечить одновременный приход на выход усилителя всех основных гармоник спектра импульса (всей группы частотных составляющих импульса). Поэтому фазовые искажения отсутствуют, если характеристика группового времени распространения (задержки) $t_{гр}$ имеет вид горизонтальной прямой (рис. 34, *в*).

Фазовые искажения имеют большое значение при усилении импульсных и телевизионных сигналов. В усилителях звуковых сигналов фазовые искажения не влияют на восприятие звука, так как ухо реагирует только на соотношения амплитуд спектра колебаний и не реагирует на фазовые сдвиги между гармониками спектра.

Вместо измерения амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик усилителя очень часто усилители импульсов оценивают по переходным характеристикам, которые служат критерием для оценки величины и характера искажений импульсов.

Переходной характеристикой усилителя называется форма сигнала, полученная на его выходе при подаче на вход единичного ступенчатого сигнала, который равен нулю при $t<0$ и единице при $t>0$ (рис. 35). Характеристика называется переходной потому, что она характеризует свойство усилителя реагировать на мгновенный переход от одного состояния, когда входной сигнал равен нулю, к другому состоянию, когда на вход подано постоянное напряжение. При измерении переходных характеристик применяют прямоугольные импульсы, имеющие значительно большую длительность, чем длительность переходных процессов в схеме. При прохождении этих импульсов через усилитель оценивают искажения фронта и вершины импульсов. Фронт импульса становится наклонным, и возникают выбросы над плоской частью. Наклон фронта и выбросы указывают на частотные и фазовые искажения в области высших частот спектра импульса. Искажения вершины импульса проявляются в постепенном спаде выходного напряжения; они указывают на частотные и фазовые искажения в области нижних частот спектра импульса.

16. РЕЗИСТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД

Основная схема усилителя импульсов представляет собой резистивный усилительный каскад, нагрузкой которого служит активное сопротивление (резистор).

Ламповые усилители импульсов обычно собирают на высокочастотных пентодах, а транзисторные — на высокочастотных транзисторах. В последнее время все шире применяют транзисторные усилители импульсов, имеющие значительные преимущества перед ламповыми. В то же время зависимость параметров транзисторов от частоты, режима работы и температуры, а также наличие внутренней обратной связи в транзисторах затрудняют расчет и проектирование транзисторных усилителей импульсов и требуют применения температурной стабилизации режима их работы и отрицательной обратной связи. Транзисторы, используемые в усилителях импульсов, должны иметь высокую предельную частоту усиления по току f_α (в несколько раз выше верхней граничной частоты усилителя $f_в$), малую емкость коллекторного перехода $C_к$, большой коэффициент усиления по току β и малый обратный ток коллекторного перехода $I_{к0}$.

На рис. 36, *а* приведена принципиальная схема резистивного усилительного каскада, собранного на пентоде, а на рис. 36, *б* — его эквивалентная схема. Емкости $C_э$ и $C_к$ берутся обычно большой величины, чтобы они не влияли на характеристики каскада.

Переходная цепь $C_р$, $R_с$ влияет на воспроизведение низкочастотных составляющих спектра импульса. Для них величина емкостного сопротивления сравнима с величиной активного, поэтому выходное напряжение, снимаемое с анодной нагрузки $R_а$, снижается. Частоту $f_н$, на которой усиление снижается на 30%, называют нижней граничной частотой усилителя

$$f_н = \frac{1}{2\pi C_р R_с}.$$

Если при расчете каскада задана частота $f_н$, то сопротивление резистора R_c выбирают порядка сотен килоом и рассчитывают емкость конденсатора $C_р$.

Величину $C_р$ можно рассчитать по заданной допустимой величине Δu спада плоской части импульса (рис. 32). Чтобы спад плоской части импульса не был выше допустимого, постоянная времени цепи связи $\tau_c = R_c C_р$ должна быть достаточно велика.

На воспроизведение высокочастотных составляющих спектра импульса влияют сопротивление резистора анодной нагрузки R_a и распределенная емкость анодной цепи каскада C_a, т. е. постоянная времени анодной цепи $\tau_a = R_a C_a$.

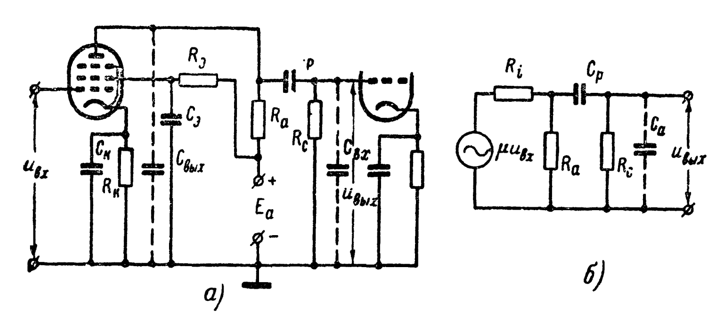


Рис. 36. Резистивный усилительный каскад на пентоде.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

Емкость C_a представляет собой сумму выходной емкости лампы данного каскада ($C_{вых}$), входной емкости следующего каскада ($C_{вх}$) и емкости монтажа ($C_м$). Емкости $C_{вых}$ и $C_{вх}$ составляют единицы или десятки пикофарад. Емкость $C_м$ при хорошем монтаже — примерно 10 *пф*. Поэтому емкость C_a невелика и влияет на воспроизведение только высокочастотных составляющих спектра импульса. С ростом частоты увеличивается шунтирующее действие емкости C_a и выходное напряжение убывает. Частоту $f_в$, на которой усиление снижается на 30%, называют верхней граничной частотой усилителя

$$f_в = \frac{1}{2\pi C_a R_a}.$$

Если при расчете задана частота $f_в$, то величина C_a определяется выбором лампы и можно рассчитать величину наибольшего допустимого сопротивления резистора R_a.

Искажения на высоких частотах вызывают увеличение длительности фронта импульса $t_ф$ (времени установления), которая для одного каскада подсчитывается по формуле

$$t_ф = 2{,}2\tau_a = 2{,}2 R_a C_a.$$

Чем меньше постоянная времени анодной цепи τ_a, тем меньше длительность фронта.

Связь между длительностью фронта импульса и верхней граничной частотой выражается формулой

$$t_{ф} = \frac{0,35}{f_{в}}.$$

На рис. 37 приведены частотная и фазовая характеристики резистивного усилителя без коррекции.

Коэффициент усиления лампового резистивного каскада на средних частотах рассчитывают по формуле

$$K_{ср} = SR_{а},$$

где S — крутизна характеристики лампы.

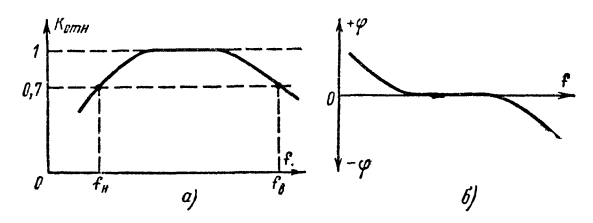


Рис. 37. Амплитудно-частотная (*а*) и фазо-частотная (*б*) характеристики резистивного усилительного каскада. $K_{отн}$ — относительный коэффициент усиления; φ — угол сдвига фаз выходного напряжения относительно входного.

Эта формула применима при $R_{а} \ll R_i$ (R_i — внутреннее сопротивление лампы), что всегда выполняется для усилителей на пентодах.

Для усилителей коротких импульсов, которые должны иметь широкую полосу пропускания, величина $R_{а}$ не превышает сотен омов и $K_{ср}$ имеет величину порядка нескольких единиц.

Перемножив левые и правые части формул для $f_{в}$ и $K_{ср}$, получим выражение

$$K_{ср} f_{в} = \frac{S}{2\pi C_{а}}.$$

Величина $f_{в}$ определяет полосу пропускания усилителя. Произведение $K_{ср} f_{в}$, соответствующее площади частотной характеристики, называется площадью усиления. Площадь усиления — постоянная величина, прямо пропорциональная крутизне характеристики лампы и обратно пропорциональная емкости анодной цепи.

Если, например, $S = 9$ *ма/в* и $C_{а} = 25$ *пф*, то

$$K_{ср} f_{в} = \frac{S}{2\pi C_{а}} = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 60 \cdot 10^{6}\ гц = 60\ Мгц.$$

Поэтому от каскада на такой лампе можно получить коэффициент усиления 10 при полосе пропускания 6 *Мгц*, а если нужно получить полосу пропускания в 10 *Мгц*, то коэффициент усиления не превысит 6.

Отношение $\frac{S}{2\pi C_а}$ характеризует усилительные свойства лампы при широкополосном усилении и поэтому его иногда называют «широкополостностью» лампы. Широкополосные лампы с большой крутизной характеристики и малыми входной и выходной емкостями (6Ж4, 6П9, 6Ж1П, 6П15П и др.) имеют величину $\frac{S}{2\pi C_а}$ порядка 60—90 *Мгц*, а лампы с мелкоструктурной сеткой (6Ж9П, 6Ж11П, 6Э5П и др.) — 160—200 *Мгц*.

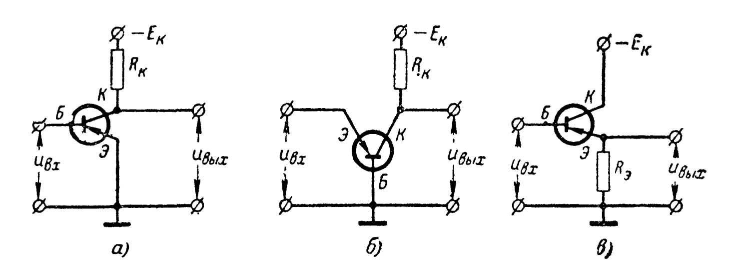


Рис. 38. Схемы включения транзисторов в усилителях импульсов.

а — с общим эмиттером, *б* — с общей базой; *в* — с общим коллектором.

В транзисторных усилителях импульсов применяют три схемы включения транзисторов (рис. 38): с общим эмиттером, с общей базой и с общим коллектором (эмиттерный повторитель). Наиболее часто применяют схему с общим эмиттером, в которой можно получить усиление по току, усиление по напряжению и наибольшее по сравнению с другими схемами усиление по мощности. Недостаток схемы заключается в малом входном сопротивлении (сотни омов). Схему с общей базой можно применять на более высоких частотах, но она имеет коэффициент усиления по току меньше единицы и малое входное сопротивление. Схема с общим коллектором имеет большое входное сопротивление (десятки и сотни килоом) и низкое выходное сопротивление, поэтому ее часто применяют в многокаскадных усилителях в качестве согласующего каскада и как выходной каскад при работе на низкоомную нагрузку.

На рис. 39, *а* приведена принципиальная схема резистивного усилительного каскада на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, а на рис. 39, *б* — его упрощенная эквивалентная схема для средних и высоких частот. Для этих частот емкости C_1, C_2 и $C_э$ заменены коротким замыканием. Сопротивление R_0' объединяет внутреннее сопротивление источника входного сигнала R_0 и сопротивления резисторов делителя напряжения в цепи базы R_1 и R_2. Эквивалентная емкость $C_{экв}$ объединяет емкости эмиттерного и коллекторного переходов. Сопротивления $r_б$ и $r_э$ представляют собой сопротивления областей базы и эмиттера. Сопротивление $R_н'$ объединяет параллельно соединенные для переменного тока сопротивления резисторов $R_н$ и $R_к$.

Режим работы транзисторного усилительного каскада определяется постоянными напряжениями на базе и коллекторе относительно эмиттера, т. е. положением рабочей точки на нагрузочной прямой (рис. 11). Оно должно быть выбрано так, чтобы при максимальном входном сигнале мгновенные значения коллекторного напряжения и тока оставались в пределах области 2.

Для транзисторных схем необходима температурная стабилизация положения рабочей точки. Без нее повышение температуры окружающей среды вызывает значительное смещение рабочей точки вверх по нагрузочной прямой и резкое изменение коллекторного тока.

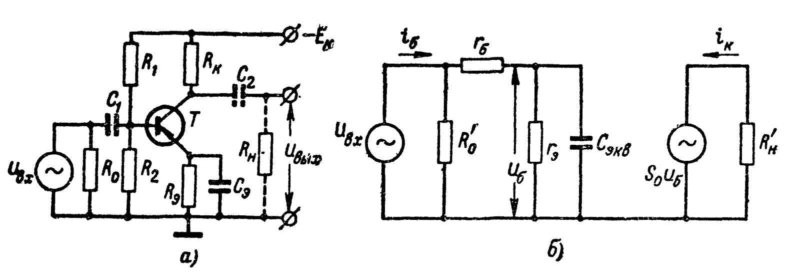


Рис. 39. Резистивный усилительный каскад на транзисторе.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема для средних и высоких частот.

Температурная стабилизация режима работы транзисторного усилительного каскада наиболее часто обеспечивается применением обратной связи по току (резистор $R_э$ на рис. 39) и делителем R_1, R_2 в цепи базы. При повышении температуры увеличивается коллекторный ток $I_к$ и за счет резистора $R_э$ отрицательный потенциал на базе относительно эмиттера автоматически снижается, препятствуя нарастанию $I_к$. Для хорошей стабилизации падение напряжения $u_э$ на резисторе $R_э$ должно составлять 20—30% напряжения источника питания $E_к$. Делитель R_1, R_2 стабилизирует напряжение на базе тем лучше, чем больше ток делителя $I_д$ по сравнению с током базы $I_б$. Однако слишком большой ток делителя увеличивает потребление энергии от источника питания, поэтому достаточно выполнить условие $I_д = (5 \div 8) I_б$.

Коэффициент нестабильности $S_{ст} \approx \Delta I_к / \Delta I_{к0}$ определяется допустимым сдвигом рабочей точки $\Delta I_к$ и изменением обратного тока коллекторного перехода $\Delta I_{к0}$. Обычно $S_{ст}$ выбирают в пределах 2—5.

При известных постоянных составляющих напряжения на эмиттерном переходе $u_{э\,б}$, напряжения на коллекторе $u_{к.э}$ и токов базы $I_б$, эмиттера $I_э$ и коллектора $I_к$ элементы схемы (рис. 39, *а*) можно рассчитать по формулам

$$R_К = \frac{E_К - u_{К.э} - u_э}{I_К}; \qquad R_э = \frac{u_э}{I_э};$$

$$R_1 = \frac{E_К - u_{э.б} - u_э}{I_д + I_б}; \qquad R_2 = \frac{u_{э.б} + u_э}{I_д}.$$

При расчете коэффициента усиления транзисторного резистивного усилительного каскада по току на средних частотах $K_т$ можно не учитывать влияние переходных емкостей, выходной емкости транзистора и емкости $C_{экв}$ (рис. 39, *б*)

$$K_т = S_0 \frac{R_0' r_э}{R_0' + r_э}.$$

Здесь $S_0=\beta/h_{11}$ — крутизна транзистора (h_{11} — входное сопротивление транзистора в системе *h*-параметров, β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером).

На высоких частотах коэффициент усиления по току снижается за счет шунтирующего влияния емкости $C_{экв}$. Частоту $f_в$, на которой усиление уменьшается на 30% (рис. 37, *а*), можно определить по формуле

$$f_в = \frac{R_0' + r_э}{2\pi C_{экв} R_0' r_э}.$$

Длительность фронта импульса определяется по той же формуле, что и для ламповых каскадов:

$$t_ф = \frac{0,35}{f_в}.$$

На низких частотах усиление, как и в ламповых каскадах, уменьшается из-за влияния переходных и развязывающих емкостей C_1, C_2 и $C_э$ (рис. 39, *а*).

Пример. Рассчитаем однокаскадный усилитель импульсов по схеме с общим эмиттером на транзисторе П416Б, имеющем $f_\alpha = 130$ *Мгц*, $\beta=90$, $h_{11}=450$ *ом*, $C_к=5$ *пф*, $r_э=400$ *ом*.

Пусть $R_0=1\,000$ *ом*, $C_{экв}=600$ *пф*, $E_к=15$ *в*, $u_{э\,б}=0,2$ *в*, $I_к=6$ *ма*, $u_{к\,э}=8$ *в*.

Падение напряжения на резисторе в цепи эмиттера

$$u_э = 0,2E_к = 0,2 \times 15 = 3 \text{ в};$$

сопротивление резистора в цепи коллектора

$$R_к = \frac{E_к - u_{к\,э} - u_э}{I_к} = \frac{15-8-3}{6\cdot 10^{-3}} \approx 680 \text{ ом};$$

ток базы

$$I_б = \frac{I_к}{\beta} = \frac{6\cdot 10^{-3}}{90} = 0,07 \text{ ма};$$

ток эмиттера

$$I_э = I_к + I_б = 6,07 \text{ ма};$$

сопротивление резистора в цепи эмиттера

$$R_э = \frac{u_э}{I_э} = \frac{3}{6,07\cdot 10^{-3}} \approx 510 \text{ ом};$$

ток делителя

$$I_д = 5I_б = 5 \times 0{,}07 \times 10^{-3} = 0{,}35\ ма;$$

сопротивления резисторов в цепи делителя

$$R_1 = \frac{E_к - u_{э.б} - u_э}{I_д + I_б} = \frac{15 - 0{,}2 - 3}{0{,}35 \cdot 10^{-3} + 0{,}07 \cdot 10^{-3}} \approx 27\ ком;$$

$$R_2 = \frac{u_{э.б} + u_э}{I_д} = \frac{0{,}2 + 3}{0{,}35 \cdot 10^{-3}} = 9{,}1\ ком;$$

эквивалентное сопротивление на входе

$$R_0' \approx R_0 = 1\,000\ ом \text{ (так как } R_0 \ll R_1 \text{ и } R_0 \ll R_2);$$

крутизна транзистора

$$S_0 = \frac{\beta}{h_{11}} = \frac{90}{450} = 0{,}2;$$

коэффициент усиления по току

$$K_т = S_0 \frac{R_0' r_э}{R_0' + r_э} = 0{,}2 \frac{1\,000 \cdot 400}{1\,000 + 400} = 57;$$

верхняя граничная частота

$$f_в = \frac{R_0 + r_э}{2\pi C_{экв} R_0' r_э} = \frac{1\,000 + 400}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 600 \cdot 10^{-12} \cdot 1\,000 \cdot 400} = 935\ кгц;$$

произведение усиления на полосу пропускания (площадь усиления)

$$K_т f_в = 57 \times 935 \times 10^3 = 53\ Мгц.$$

17. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

В связи с необходимостью усиления в широкой полосе частот коэффициент усиления одного каскада усилителя импульсов не может быть большим. Поэтому усилители импульсов обычно делают многокаскадными.

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов

$$K_{общ} = K_1 K_2, \ldots, K_N.$$

В многокаскадных усилителях имеет место большее увеличение длительности фронта и величины спада плоской части импульса по сравнению с одним каскадом.

Если число каскадов равно N, то длительность фронта импульса (время установления) всего усилителя $t_ф = t_{ф1}\sqrt{N}$ и спад вершины импульса $\Delta u = \Delta u_1 + \Delta u_2 + \ldots + \Delta u_N$.

Выбор схемы многокаскадного усилителя импульсов — неоднозначен. Поэтому оптимальная структура усилителя определяется путем поиска наиболее простого и экономичного варианта.

В многокаскадных импульсных ламповых и транзисторных усилителях применяют обычно емкостную связь.

Емкостную связь между каскадами осуществляют с помощью переходного конденсатора ($C_р$ на рис. 36, C_2 на рис. 39), разделяю-

щего каскады по постоянному току. В ламповых усилителях его емкость выбирают порядка тысяч или десятков тысяч пикофарад. В транзисторных усилителях из-за малого входного сопротивления следующего каскада (обычно — сотни омов) переходный конденсатор должен иметь значительно бо́льшую емкость, чем в ламповых. Обычно в этом случае применяют малогабаритные электролитические конденсаторы, емкостью от единицы до десятка микрофарад, предназначенные для работы при низких напряжениях. При их включении необходимо соблюдать правильную полярность.

Пример. Рассчитаем ламповый реостатный усилитель импульсов без коррекции для получения общего коэффициента усиления $K_{общ}=350$ при длительности импульса $t_и=5$ *мксек*. На выходе схемы нужно получить длительность фронта $t_ф=0{,}1$ *мксек* и относительный спад вершины импульса $\Delta=\frac{\Delta u}{U_m}=0{,}1$. Емкость нагрузки $C_н=50$ *пф*.

Выбираем лампу 6Ж5П, для которой $S=9$ *ма/в* и $C_а \approx 25$ *пф*.

По $K_{общ}$ определяем, что для усилителя необходимы три каскада ($N=3$).

Длительность фронта для одного каскада

$$t_{ф1}=\frac{t_ф}{\sqrt{N}}=0{,}1/\sqrt{3}=0{,}058 \text{ мксек}.$$

Сопротивление анодной нагрузки для первых двух каскадов

$$R_{а1}=R_{а2}=t_{ф1}/2{,}2\,C_а=\frac{0{,}058\cdot 10^{-6}}{2{,}2\cdot 25\cdot 10^{-12}}=1\,000 \text{ ом}=1 \text{ ком}.$$

Сопротивление анодной нагрузки выходного каскада

$$R_{а3}=t_{ф1}/2{,}2\,C_н=\frac{0{,}058\cdot 10^{-6}}{2{,}2\cdot 50\cdot 10^{-12}}=510 \text{ ом}.$$

Постоянная времени цепей связи

$$\tau_с=N\frac{t_и}{\Delta}=3\frac{5\cdot 10^{-6}}{0{,}1}=150\cdot 10^{-6} \text{ сек}.$$

Выбираем $R_с=100$ *ком*. Тогда

$$C_р=\frac{\tau_с}{R_с}=\frac{150\cdot 10^{-6}}{100\cdot 10^3}=1\,500\cdot 10^{-12} \text{ ф}=1\,500 \text{ пф}.$$

Коэффициенты усиления первого и второго каскадов

$$K_1=K_2=SR_{а1}=9\times 10^{-3}\times 1\,000=9.$$

Коэффициент усиления выходного каскада

$$K_3=SR_{а3}=9\times 10^{-3}\times 510=4{,}5.$$

Общий коэффициент усиления

$$K=K_1K_2K_3=9\times 9\times 4{,}5=365,$$

что несколько превышает заданную величину.

18. ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ

Для равномерного усиления заданной полосы частот многокаскадным усилителем каждый его каскад должен иметь значительно более широкую полосу пропускания (в трехкаскадном усилителе — в 2 раза, в шестикаскадном усилителе — в 3 раза и т. д.). Однако расширение полосы усиливаемых частот путем уменьшения сопротивления нагрузки каскада снижает его коэффициент усиления. Для расширения полосы пропускания усилителя импульсов без снижения коэффициента усиления применяют специальные методы коррекции.

Для расширения частотной характеристики резистивного усилительного каскада в области высоких частот применяют коррекцию и отрицательную обратную связь.

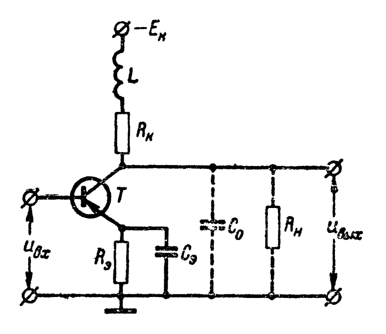


Рис. 40. Усилительный транзисторный каскад с простой высокочастотной коррекцией.

При использовании схемы простой высокочастотной коррекции (схемы параллельной коррекции) последовательно с резистором коллекторной нагрузки $R_к$ в транзисторном каскаде (или анодной нагрузки $R_а$ в ламповом каскаде) включают небольшую индуктивность L (рис. 40).

На низких и средних частотах сопротивление шунтирующей емкости C_0 велико, а сопротивление индуктивности L мало, поэтому ими можно пренебречь.

На высоких частотах емкостное сопротивление $X_c = \frac{1}{2\pi f C_0}$ уменьшается и частотная характеристика при отсутствии индуктивности должна была бы спадать. Включением индуктивности L добиваются того, чтобы в той области частот, где начинается уменьшение усиления, проявлялись резонансные свойства параллельного колебательного контура, образованного элементами L и C_0. Сопротивление параллельного контура вблизи резонансной частоты наибольшее. Поэтому в области частот, близких к резонансной, усиление каскада выравнивается, так как усиление пропорционально величине анодной нагрузки. При этом уменьшается также время нарастания переходной характеристики.

Оптимальная величина добротности контура $Q = \frac{1}{R_к}\sqrt{\frac{L}{C_0}}$ равна 0,64. При большей величине Q частотная характеристика будет иметь подъем на резонансной частоте, а переходная характеристика — выброс над плоской частью.

На частотах, превышающих резонансную частоту контура, усиление каскада начинает спадать, так как сопротивление нагрузки снова уменьшается.

При $Q=0{,}64$ полоса пропускания каскада расширяется в 1,72 раза.

Применение простой высокочастотной коррекции уменьшает также и фазовые искажения, так как емкость C_0 вызывает отрицательный сдвиг фазы выходного напряжения, а индуктивность L — положительный.

Если расширения полосы пропускания не требуется, то включением индуктивности L можно увеличить коэффициент усиления каскада по сравнению с каскадом без коррекции при той же полосе пропускания.

Так если для усилителя без коррекции сопротивление нагрузки определяется соотношением

$$R_a \text{ или } R_к = \frac{t_ф}{2{,}2\, C_0},$$

то для усилителей с коррекцией $R_к = \frac{t_ф}{1{,}31 C_0}$ при допустимом выбросе δ переходной характеристики до 1% или $R_к = \frac{t_ф}{1{,}22\, C_0}$ при допустимом выбросе до 6%.

Корректирующая индуктивность L для ламповых каскадов рассчитывается по формулам: $L=0{,}36\, R_a^2 C_0$ при допустимом выбросе δ до 1% или $L=0{,}5\, R_a^2 C_0$ при допустимом выбросе δ до 6%.

Для транзисторных каскадов

$$L = \frac{R_к}{2\pi f_\beta},$$

где f_β — граничная частота транзистора в схеме с общим эмиттером.

Пример. В предыдущем примере для лампового усилителя величина R_a в первых двух каскадах равнялась 1 *ком*. Применение простой высокочастотной коррекции позволит увеличить R_a до

$$R_a = \frac{t_ф}{1{,}31\, C_a} = \frac{0{,}058 \cdot 10^{-6}}{1{,}31 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 1{,}8 \text{ ком при } \delta \leqslant 1\%$$

или $R_a = \frac{t_ф}{1{,}22\, C_a} = 1{,}9$ *ком* при $\delta \leqslant 6\%$.

При этом коэффициент усиления каскада вместо 9 получается равным

$K = SR_a = 9 \times 10^{-3} \times 1\,800 = 14{,}4$ при $\delta \leqslant 1\%$ или $K=16{,}2$ при $\delta \leqslant 6\%$;

$L = 0{,}36 R_a^2 C_a = 0{,}36 \times 1\,800^2 \times 25 \times 10^{-12} = 29 \times 10^{-6}$ *гн* $= 29$ *мкгн* при $\delta \leqslant 1\%$ или $L = 0{,}5 R_a^2 C_a = 41$ *мкгн* при $\delta \leqslant 6\%$.

Схема простой высокочастотной коррекции позволяет получить расширение полосы частот в 1,7—1,8 раза по сравнению с некорректированным усилителем. Для еще большего расширения полосы частот (до 2—2,4 раза по сравнению с некорректированным усилителем) применяют схемы сложной высокочастотной коррекции с двумя корректирующими индуктивностями.

Недостатки сложной высокочастотной коррекции заключаются в сложности настройки каскадов и критичности к смене транзисторов или ламп, так как при разбросе их параметров значительно изменяется форма частотной характеристики. Поэтому в ламповых усилителях импульсов сложная высокочастотная коррекция применяется реже, а в транзисторных — вообще не применяется.

Для высокочастотной коррекции в усилителях импульсов часто применяется отрицательная обратная связь; в результате этого стабилизируется коэффициент усиления и уменьшаются частотные и нелинейные искажения.

Обычно отрицательную обратную связь применяют по току, что достигается включением элементов $R_э$, $C_э$ в цепь эмиттера (или $R_к$, $C_к$ в цепь катода) (рис. 40). Емкость $C_э$ (или $C_к$) в отличие от схемы автоматического смещения имеет небольшую величину (сотни пикофарад). На низких и средних частотах емкостное сопротивление $X_c = \frac{1}{2\pi f C_э}$ много больше активного сопротивления $R_э$, поэтому в эмиттерной цепи возникает напряжение обратной связи, которое уменьшает действующее на базе напряжение сигнала и снижает коэффициент усиления. С повышением частоты сигнала емкостное сопротивление убывает, и поэтому уменьшается общее сопротивление эмиттерной цепи. Отрицательная обратная связь становится меньше, и коэффициет усиления увеличивается. Это повышение коэффициента усиления на верхних частотах компенсирует спад частотной характеристики (увеличение длительности фронта импульса), обусловленный емкостью коллекторной цепи C_0.

19. НИЗКОЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ

В резистивном усилителе на низких частотах из-за имеющейся цепи межкаскадной связи $C_р$, R_c происходит уменьшение усиления и возникают фазовые искажения. Образуется спад плоской части импульса.

Чем больше постоянная времени переходной цепи $\tau_c = R_c C_р$, тем медленнее спадает напряжение. Увеличение емкости разделительного конденсатора $C_р$ сверх определенного предела нежелательно из-за появления большой распределенной емкости относительно корпуса, что приводит к значительному падению усиления на высоких частотах. Увеличение τ_c путем выбора большего сопротивления резистора R_c также не рекомендуется, так как при большой величине R_c ток сетки создает на нем заметное падение напряжения и положение рабочей точки на характеристике лампы становится нестабильным; могут возникнуть искажения формы сигнала. Величина R_c берется обычно не более 0,5 *Мом*, поэтому наибольшая величина τ_c составляет примерно 0,025 *сек*.

В транзисторных усилителях, несмотря на малое входное сопротивление каскадов, постоянная времени переходной цепи имеет примерно ту же величину. Это значит, что импульсный сигнал длительностью 0,01 *сек*, соответствующий кадру телевизионного изображения, в котором верхняя половина, например, светлая, а нижняя — темная, спадет к окончанию импульса на 32% своей первоначальной величины (рис. 41, *а*). Это приведет к неравномерному распределению яркости по экрану телевизора.

Для коррекции низкочастотных искажений в усилителях импуль-

сов применяют простую схему с $R_ф C_ф$-фильтром в анодной или коллекторной цепи (рис. 41, *б*).

Фильтр $R_ф C_ф$ компенсирует уменьшение усиления на низких частотах, возникающее из-за переходной цепи $C_р R_с$. На низких частотах емкостное сопротивление

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C_ф}$$

возрастает и поэтому общее сопротивление нагрузки увеличивается и коэффициент усиления каскада возрастает.

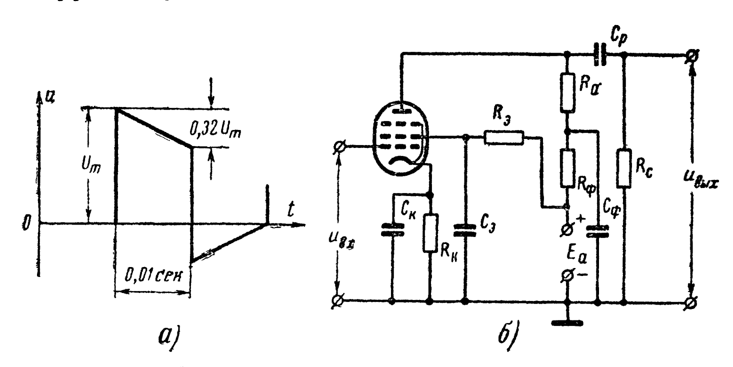


Рис. 41. Низкочастотная коррекция.

а — спад плоской части импульса; *б* — принципиальная схема лампового усилительного каскада с корректирующим фильтром $R_ф C_ф$.

Для поддержания выходного сигнала в течение длительного времени неизменным постоянная времени цепи заряда конденсатора $C_ф$ должна быть равна постоянной времени цепи заряда конденсатора $C_р$. Поэтому условием правильной коррекции служит равенство $C_ф R_а = C_р R_с$ для лампового каскада и равенство $C_ф R_к = C_р R_в$ для транзисторного каскада. Из этих равенств можно определить величину $C_ф$.

Для обеспечения равномерности частотной характеристики в области нижних частот желательно иметь большую величину $R_ф$, но чем больше $R_ф$, тем больше падение напряжения на нем. Поэтому величину $R_ф$ в ламповых усилителях импульсов выбирают не более $5R_а$, а в транзисторных — того же порядка, что и $R_к$.

20. КАТОДНЫЙ И ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛИ

Катодным повторителем (каскадом с катодной нагрузкой) называется каскад, у которого нагрузка $R_к$ включена в цепь катода лампы. По аналогии транзисторный каскад, у которого нагрузка $R_э$ включена в цепь эмиттера транзистора, называется эмиттерным повторителем (рис. 42).

В обычном усилителе, где нагрузка включена в цепь анода лампы, снимаемое с нее напряжение $u_{вых}$ находится в противофазе с

$u_{вх}$. В катодном и эмиттерном повторителях $u_{вых}$ находится в фазе с $u_{вх}$ (повторяет фазу $u_{вх}$). Через резистор $R_к$ здесь создается сильная отрицательная обратная связь по току.

Коэффициент передачи катодного повторителя по напряжению всегда меньше единицы. При $R_к \ll R_i$, что всегда справедливо для пентодов, его можно рассчитать по формуле

$$K = \frac{SR_к}{1 + SR_н}.$$

Несмотря на то, что катодный повторитель не дает усиления по напряжению, он широко применяется как оконечный каскад уси-

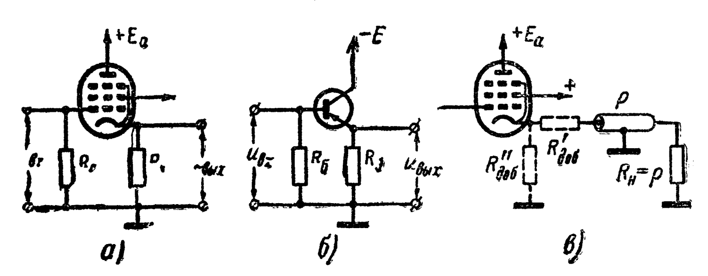


Рис. 42. Катодный повторитель (*а*), эмиттерный повторитель (*б*) и схема подключения коаксиального кабеля к катодному повторителю (*в*).

лителей импульсов в телевизионных, радиолокационных и других импульсных схемах.

Отметим особенности этой схемы:

а) широкополосность (верхняя граничная частота катодного повторителя значительно выше, чем у каскада с анодной нагрузкой при одинаковых величинах сопротивления нагрузки и шунтирующей емкости);

б) малые нелинейные искажения благодаря глубокой отрицательной обратной связи;

в) малая входная емкость по сравнению с резистивным усилителем; поэтому предыдущий каскад может дать большее усиление;

г) малое выходное сопротивление; поэтому катодный повторитель может работать на низкоомную нагрузку, например, на коаксиальный кабель;

д) нагрузку в некоторых случаях можно присоединить без переходной емкости, так как на катоде нет высокого напряжения.

Согласование сопротивлений получается, если коаксиальный кабель нагружен на сопротивление $R_н$, равное волновому сопротивлению кабеля ρ, и, если эквивалентное выходное сопротивление каскада R'_i равно ρ.

Выходное сопротивление катодного повторителя $R'_i \approx 1/S$. Для ряда ламп (6Ж4, 6П9 и др.) $R'_i = 70 \div 150$ *ом*, т. е. имеет тот же порядок, что и волновое сопротивление коаксиальных кабелей. Поэтому условие согласования обычно выполняется без добавочных ре-

зисторов. Если $R_i' < \rho$, то последовательно с кабелем включают добавочный резистор $R'_{доб} = \rho - R_i'$ (рис. 42, *в*). Если $R_i' > \rho$, то параллельно кабелю включают дополнительный резистор $R''_{доб}$ так, чтобы

$$\frac{R_i' R''_{доб}}{R_i' + R''_{доб}} = \rho.$$

Эмиттерный повторитель имеет в основном те же свойства, что и катодный повторитель: большое входное сопротивление $R_{вх} \approx \beta R_э$, малое выходное сопротивление $R_{вых} \approx R_{ист}/\beta$ и коэффициент передачи по напряжению $K_н \approx \frac{R_э}{R_э + R_{ист}/\beta}$ ($R_{ист}$ — выходное сопротивление источника сигнала). Однако из-за сильной внутренней обратной связи в транзисторе и зависимости его параметров от частоты эмиттерный повторитель по частотным свойствам значительно уступает катодному повторителю, что несколько ограничивает область его применения.

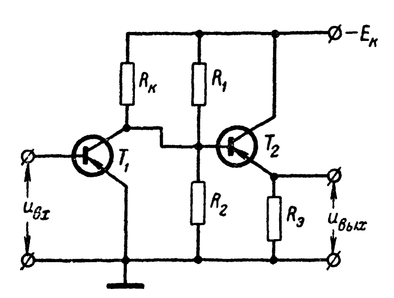


Рис. 43. Транзисторный усилитель импульсов, состоящий из «пары каскадов».

Эмиттерный повторитель часто применяют для передачи больших сигналов в длинную линию или на емкостную нагрузку, а также для согласования сопротивлений. В телевизорах, например, эмиттерный повторитель обычно включают для согласования высокоомного выхода амплитудного детектора с низкоомным входом транзисторного усилительного каскада.

Транзисторные усилители импульсов часто собирают из «пар каскадов» (рис. 43) с чередованием каскадов, собранных по схеме с общим эмиттером, с эмиттерными повторителями при резистивной связи между ними. Из-за высокого входного сопротивления эмиттерного повторителя более полно используются усилительные возможности транзистора в каскаде с общим эмиттером, и за счет отрицательной обратной связи в эмиттерном повторителе улучшаются частотные свойства схемы.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ОГРАНИЧИТЕЛИ И ФИКСАТОРЫ УРОВНЯ ИМПУЛЬСОВ

В гл. 3 были рассмотрены методы преобразования формы и параметров импульсов при помощи дифференцирующих и интегрирующих цепей. Введение в состав импульсных схем нелинейных элементов, например полупроводниковых и вакуумных диодов и трио-

дов, имеющих нелинейные характеристики, позволяет значительно расширить возможности формирования импульсов.

В качестве нелинейных методов формирования импульсов наиболее широкое применение получили ограничители амплитуды. Близко к ним по схеме примыкают часто применяемые в импульсной технике фиксаторы уровня импульсов.

21. ОГРАНИЧИТЕЛИ АМПЛИТУДЫ ИМПУЛЬСОВ

Ограничителем называется устройство, напряжение на выходе которого остается постоянным независимо от напряжения на входе, если только входное напряжение превышает определенный уровень, называемый порогом ограничения.

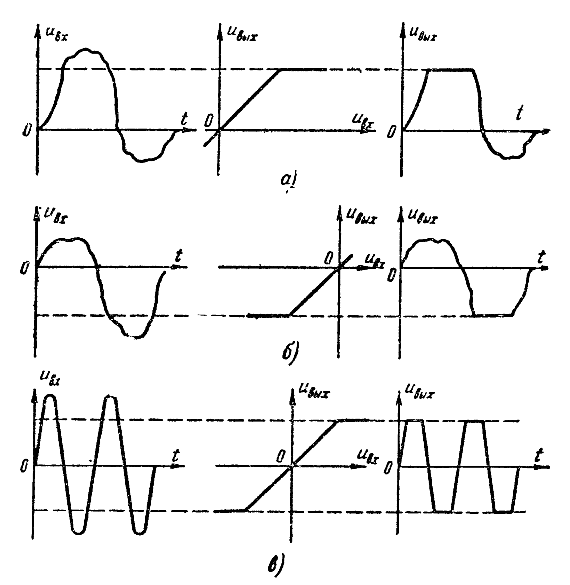


Рис. 44. Принцип действия ограничителей.

а — по максимуму (ограничение сверху); *б* — по минимуму (ограничение снизу); *в* — двустороннее ограничение.

В импульсных устройствах ограничители применяют в схемах формирования из синусоидального напряжения импульсов почти прямоугольной формы, селекции (выделения) импульсов по амплитуде и полярности, выравнивания амплитуд импульсов и для других целей.

В зависимости от схемы включения и режима, в котором применяют полупроводниковый прибор или электронную лампу, различают три вида ограничения:

а) по максимуму (ограничение сверху), при котором выходное напряжение остается постоянным после нарастания входного напряжения сверх порога ограничения (рис. 44, *а*);

б) по минимуму (ограничение снизу), при котором выходное напряжение остается постоянным после уменьшения входного напряжения ниже порога ограничения (рис. 44, *б*);

в) двустороннее, при котором происходит ограничение и по максимуму и по минимуму (рис. 44, *в*).

Амплитудная характеристика ограничителя (зависимость выходного напряжения от входного) представляет собой ломаную линию. У ограничителей по максимуму излом характеристики расположен сверху, у ограничителей по минимуму — снизу, у двусторонних ограничителей характеристика имеет два излома.

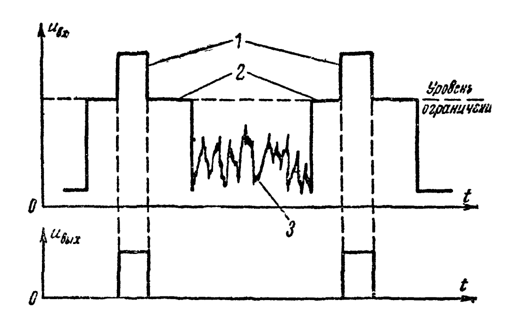


Рис. 45. Амплитудная селекция (выделение) синхронизирующих импульсов из полного телевизионного сигнала.

1 — строчный или кадровый синхронизирующий импульс; *2* — гасящий импульс; *3* — сигналы изображения.

При двустороннем ограничении синусоидального напряжения (рис. 44, *в*) получается напряжение трапецеидальной формы. С увеличением амплитуды синусоидального напряжения и уменьшением порогов ограничения длительности фронта и среза трапецеидального напряжения сокращаются, выходные импульсы по форме приближаются к прямоугольным.

Ограничители часто применяют для выделения импульсов одной полярности. В гл. 3 было рассмотрено получение положительного и отрицательного остроконечных импульсов при дифференцировании прямоугольного импульса (рис. 17). С помощью ограничителя по максимуму можно оставить только последовательность отрицательных импульсов. Если же использовать ограничитель по минимуму, то останется последовательность положительных импульсов. Этот метод используется, например, для синхронизации строчной развертки телевизоров.

При помощи ограничителей осуществляется **амплитудная селекция** импульсов, которая используется для устранения влияния импульсных помех, в счетных и декодирующих устройствах, в телевидении и в других импульсных устройствах.

На рис. 45 показано, как при помощи ограничителя снизу из полного телевизионного сигнала можно выделить строчные или кадровые синхронизирующие импульсы *1*, амплитуда которых превы-

шает амплитуду гасящих импульсов 2, на уровне которых происходит ограничение.

В зависимости от типа нелинейного элемента различают диодное ограничение при помощи полупроводниковых или вакуумных диодов и ограничение с одновременным усилением колебаний при использовании вакуумных многоэлектродных ламп или транзисторов. Для ограничения применяют также кремниевые стабилитроны и ферритовые элементы, характеристика намагничивания которых имеет участки насыщения (рис. 15, *в*).

22. ДИОДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

Действие диодных ограничителей основано на использовании нелинейных свойств диода — резком различии внутреннего сопротивления при перемене полярности напряжения на его электродах (в прямом и обратном направлениях).

В схемах ограничителей могут применяться как полупроводниковые, так и вакуумные диоды. Полупроводниковые диоды имеют большие преимущества в экономичности, надежности, размерах и весе по сравнению с вакуумными диодами и могут заменить их практически во всех схемах диодных ограничителей. Однако, применяя полупроводниковый диод, следует помнить, что амплитуда обратного напряжения на диоде не должна превышать пробивного напряжения $U_{проб}$ (рис. 8, *а*).

Рис. 46. Последовательный диодный ограничитель с нулевым порогом ограничения.

а — схема ограничителя по минимуму и форма его входного и выходного напряжений, *б* — схема ограничителя по максимуму и форма его входного и выходного напряжений.

Кроме того, из-за обратного тока диода ограничение не будет идеальным. Так как обратный ток диода в сотни — тысячи раз меньше прямого тока, то остаточное выходное напряжение при ограничении составляет сотые — тысячные доли входного напряжения и с ним можно практически не считаться.

По характеру включения диода относительно нагрузки различают последовательные и параллельные диодные ограничители.

Последовательные диодные ограничители. Рассмотрим схему диодного ограничителя с последовательным включением диода *Д* (полупроводникового или вакуумного) для ограничения по минимуму с нулевым порогом ограничения (рис. 46, *а*).

При напряжении на диоде, приложенном в прямом направлении,

через диод и резистор R проходит ток, который создает падение напряжения на резисторе R, представляющее собой выходное напряжение $u_{вых}$. Напряжение на выходе ограничителя пропорционально входному напряжению $u_{вх}$ и может быть определено по формуле

$$u_{вых} = \frac{R}{R_д + R} u_{вх},$$

где $R_д$ — сопротивление отпертого диода (порядка десятков омов для полупроводниковых диодов и сотен омов для вакуумных диодов).

Сопротивление резистора R выбирают много больше, чем $R_д$, поэтому $u_{вых}$ почти равно $u_{вх}$.

При противоположной полярности входного напряжения $u_{вх}$ диод заперт, ток через него и через резистор R близок к нулю и напряжение на резисторе R также близко к нулю. Таким образом, схема (рис. 46, *а*) работает как ограничитель по минимуму с нулевым порогом ограничения.

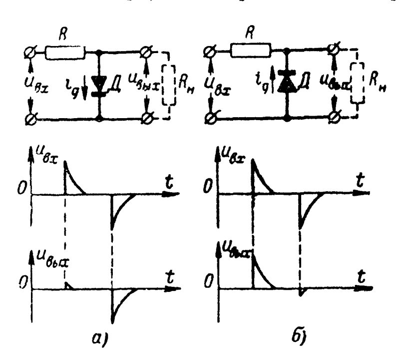


Рис. 47. Параллельный диодный ограничитель с нулевым порогом ограничения.

а — ограничитель по максимуму; *б* — ограничитель по минимуму.

Если изменить полярность включения диода, то будет происходить ограничение по максимуму с нулевым порогом ограничения (рис. 46,*б*). В этом случае диод заперт во время действия положительного входного напряжения. Цепь будет разорвана, и выходное напряжение равно нулю. При отрицательном входном напряжении диод отпирается и $u_{вых}$ примерно равно $u_{вх}$.

Параллельные диодные ограничители. В качестве ограничителя можно применить схему с диодом (полупроводниковым или вакуумным), включенным параллельно нагрузке. В этом случае ограничивающий резистор R включают последовательно (рис. 47).

На рис. 47, *а* приведена схема ограничителя по максимуму с нулевым порогом ограничения. При положительном напряжении на входе через диод и резистор R проходит ток $i_д$. Резистор R и внутреннее сопротивление диода $R_д$ представляют собой делитель напряжения. Сопротивление ограничивающего резистора R всегда выбирается значительно большим, чем $R_д$, поэтому выходное напряжение, представляющее собой падение напряжения на $R_д$, примерно равно нулю.

При обратной полярности напряжения диод заперт, сопротивление его очень велико, ток через резистор R близок к нулю, падения напряжения на R не будет и $u_{вых}$ почти равно $u_{вх}$ (в схеме с ламповым диодом $u_{вых} = u_{вх}$).

При изменении полярности включения диода схема работает как ограничитель по минимуму с нулевым порогом ограничения

(рис. 47, *б*). В этом случае диод заперт во время действия положительного напряжения на входе, и тогда $u_{вых}$ почти равно $u_{вх}$. При отрицательном напряжении на входе диод отпирается и напряжение на выходе примерно равно нулю.

Схема параллельного ограничителя не дает четкого ограничения, так как полностью шунтировать выход диод может только в том случае, если его внутреннее сопротивление равно нулю. В действительности же оно составляет десятки омов для полупроводникового и сотни омов для вакуумного диода, и поэтому $u_{вых}$ зависит от соотношения плеч R и $R_д$ делителя напряжения. Для получения более четкого ограничения желательно иметь большую величину R, но при слишком большом сопротивлении резистора R увеличивается влияние паразитных емкостей схемы и возрастают длительности фронта и среза импульса на выходе ограничителя.

На работу ограничителя влияет также сопротивление его нагрузки $R_н$, подключенное к выходу схемы. Во время запертого состояния диода через R и $R_н$ проходит ток, создавая падение напряжения на R, уменьшающее выходное напряжение. Для ослабления влияния нагрузки нельзя выбирать слишком большое сопротивление резистора R. Практически R берут порядка десятков килоом.

Для того чтобы получить достаточно «чистое» ограничение положительных или отрицательных импульсов в параллельном диодном ограничителе, необходимо выполнить условие

$$R_д \ll R \ll R_н.$$

Это неравенство выполнить не всегда удается, и поэтому параллельный диодный ограничитель применяют реже, чем последовательный.

Диодные ограничители с дополнительным напряжением смещения. В рассмотренных схемах диодных ограничителей порог ограничения был близок к нулю. Чтобы порог ограничения отличался от нуля, включают источник постоянного напряжения. Дополнительное напряжение можно вводить в ограничитель как последовательного, так и параллельного типов.

Если в параллельный диодный ограничитель по максимуму включить источник постоянного напряжения E в обратном направлении (рис. 48, *а*), то диод остается запертым не только во время действия отрицательного напряжения на входе, но также и часть времени действия положительного напряжения (до момента времени t_1), пока входное напряжение не станет превышать приложенное напряжение E.

Ток через диод протекает в течение времени от t_1 до t_2, и только в это время происходит ограничение. Таким образом, порог ограничения становится равным приложенному напряжению E.

Если в схему последовательного диодного ограничителя по максимуму включить источник постоянного напряжения E также в обратном направлении (рис. 48, *б*), то диод остается запертым не только во время действия положительного напряжения на входе, но и часть времени действия отрицательного (до момента времени t_1), пока входное напряжение не упадет ниже уровня $-E$.

Ток через диод протекает только в течение времени от t_1 до t_2, и в это время на резисторе R получается напряжение $u_{вых}$, повторяющее форму $u_{вх}$. В остальное время напряжение на выходе остается равным нулю.

Двусторонние диодные ограничители. Если соединить в одной схеме ограничители по максимуму и по минимуму, то схема будет работать как двусторонний ограничитель.

На рис. 49, *а* приведена схема двустороннего ограничителя с параллельным включением диодов.

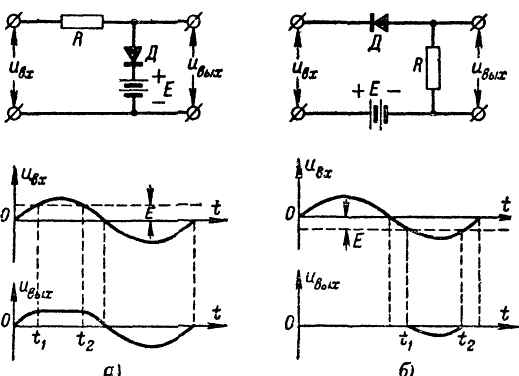


Рис. 48. Диодные ограничители с дополнительным напряжением E.

а — параллельный по максимуму; *б* — последовательный по максимуму.

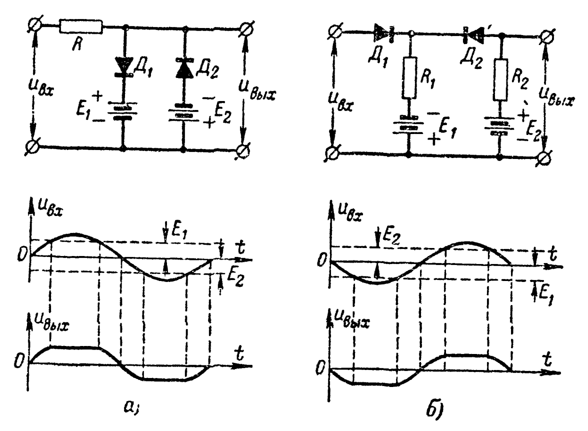


Рис. 49. Двусторонние диодные ограничители.

а — с параллельным включением диодов; *б* — с последовательным включением диодов.

Пока входное напряжение лежит между уровнями E_1 и E_2, оба диода заперты и $u_{вых}$ повторяет $u_{вх}$. Если $u_{вх}$ возрастает выше уровня E_1, то отпирается диод $Д_1$ и схема работает как ограничитель по максимуму. При этом выходное напряжение остается неизменным и равным E_1.

Уменьшение $u_{вх}$ ниже уровня E_2 приводит к отпиранию диода $Д_2$, вследствие чего выходное напряжение дальше не убывает, оставаясь на неизменном уровне E_2, т. е. происходит ограничение по минимуму.

На рис. 49, *б* приведена схема двустороннего ограничителя с последовательным включением диодов. В этой схеме диод $Д_1$ ограничивает входное напряжение снизу на уровне E_1, а диод $Д_2$ — сверху на уровне E_2.

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 должны быть выбраны достаточно большими по сравнению с внутренним сопротивлением диодов, а R_2 (десятки килоом) должно быть больше R_1 (единицы килоом).

Напряжения смещения E_1 и E_2 получают обычно при помощи делителей напряжения от общего источника питания устройства. Вместо двух источников смещения может быть применен только один источник E_1, тогда ограничение сверху будет происходить на нулевом уровне.

23. ОГРАНИЧИТЕЛИ НА КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНАХ

В качестве нелинейного элемента в ограничителе можно применить кремниевые стабилитроны, например, Д808—Д811, Д813—Д818, КС620 и др.

В отличие от характеристики обычного диода вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона имеет резкий перегиб в отрицательной области (точка *А* на рис. 8, *б*). Для ограничения может использоваться участок *АБ*, почти параллельный оси токов. Напряжение E_0, при котором происходит ограничение, если входное напряжение приложено к стабилитрону в обратном направлении, называется напряжением стабилизации и для разных типов стабилитронов находится в следующих пределах: Д808—7÷8,5 *в*; Д809—8÷9,5 *в*; Д810—9÷10,5 *в*; Д811—10÷12 *в*; Д813—11,5÷14 *в*, Д816—22÷47 *в*; Д817—56÷100 *в* и т. д.

Ограничители на одном или нескольких последовательно включенных кремниевых стабилитронах применяют для ограничения однополярного сигнала. Для симметричного ограничения знакопеременного входного сигнала (имеющего и положительное и отрицательное напряжения) необходимо встречное включение стабилитронов.

На рис. 50 приведены схемы, характеристики и формы входных и выходных напряжений параллельных ограничителей на кремниевых стабилитронах.

Ограничение положительного импульса сверху (по максимуму) на уровне E_0 (рис. 50, *а*) происходит, когда входное напряжение, приложенное к стабилитрону, достигает этого уровня и сопротивление стабилитрона резко падает. При дальнейшем увеличении входного напряжения ток через стабилитрон и падение напряжения на резисторе R будут увеличиваться, а выходное напряжение, снимаемое со стабилитрона, остается постоянным и равным E_0. Для ограничения отрицательного импульса снизу (по минимуму) на уровне E_0 необходимо изменить полярность включения стабилитрона (рис. 50, *б*).

Схема на рис. 50, *в* — параллельный двусторонний ограничитель. Положительный и отрицательный импульсы ограничиваются на уровнях E_{01} и E_{02}.

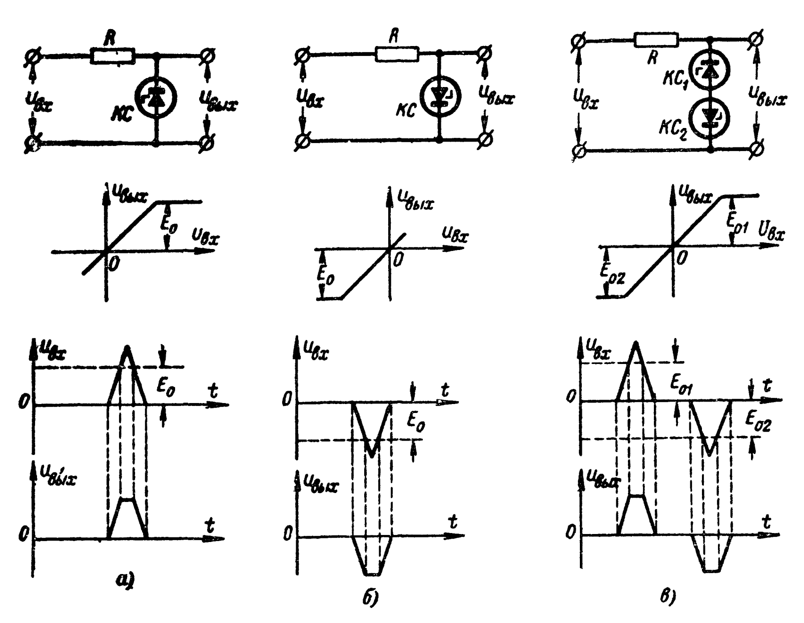


Рис. 50. Схемы параллельных ограничителей на кремниевых стабилитронах.

а — ограничение положительного импульса сверху, *б* — ограничение отрицательного импульса снизу; *в* — двустороннее ограничение.

На рис 51 приведены схемы, характеристики и формы входных и выходных напряжений последовательных ограничителей на кремниевых стабилитронах. Пока входное напряжение не достигнет напряжения стабилизации стабилитрона E_0, ток через стабилитрон мал и выходное напряжение, снимаемое с резистора R, мало отличается от нуля. После достижения входным сигналом уровня E_0 сопротивление стабилитрона резко падает. Через резистор R протекает ток, пропорциональный входному напряжению, и выходное напряжение пропорционально входному. Таким образом, схема на рис. 51, *а* предназначена для ограничения положительных импульсов снизу (по минимуму), а схема на рис. 51, *б* — отрицательных импульсов сверху (по максимуму). Схема на рис. 51, *в* — двусторонний ограничитель на уровнях E_{01} и E_{02}.

В отличие от схем параллельных ограничителей, ограничивающих вершины импульсов, в схемах последовательных ограничителей происходит ограничение оснований импульсов.

Сочетание схем параллельного и последовательного ограничителей на кремниевых стабилитронах позволяет ограничить вершину и основание входного сигнала, пропустив на выход только его среднюю часть.

В схеме на рис. 52 стабилитрон $КС_1$ ограничивает сверху вершину входного положительного импульса на уровне E_{01}, а стабилитрон

Рис. 51. Схемы последовательных ограничителей на кремниевых стабилитронах.

а — ограничение положительного импульса снизу; *б* — ограничение отрицательного импульса сверху; *в* — двустороннее ограничение.

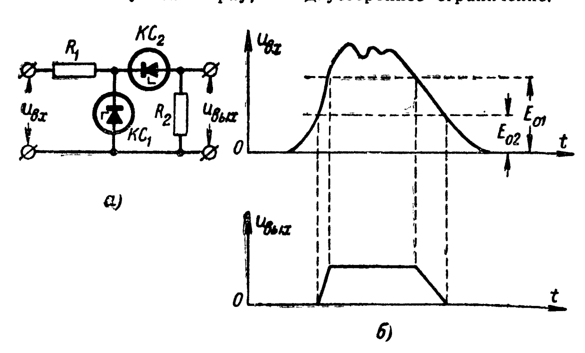


Рис. 52. Ограничитель на кремниевых стабилитронах, выделяющий среднюю часть входного импульса.

а — схема ограничителя; *б* — входное и выходное напряжения.

$КС_2$ ограничивает снизу основание входного импульса на уровне E_{02}. Поэтому напряжение на выходе соответствует средней части импульса. В этой схеме стабилитрон $КС_1$ должен иметь большее напряжение стабилизации, чем стабилитрон $КС_2$.

Ограничители на кремниевых стабилитронах позволяют получить четкое ограничение, так как динамическое сопротивление стабилитрона очень мало (единицы омов); при этом источник входного сигнала должен иметь низкоомный выход.

Недостатки кремниевых стабилитронов как элементов ограничителей заключаются в большой собственной емкости стабилитронов (80—150 *пф*), что затрудняет их использование для ограничения коротких импульсов, а также сложности регулировки уровней ограничения.

24. ОГРАНИЧИТЕЛИ-УСИЛИТЕЛИ

Ограничение с одновременным усилением колебаний можно получить при использовании усилительных ламп или транзисторов.

Сеточный ограничитель сверху (по максимуму). Схема сеточного ограничителя сверху (рис. 53) отличается от обычного резистивного усилителя дополнительным резистором *R*, включенным последовательно в цепь управляющей сетки лампы.

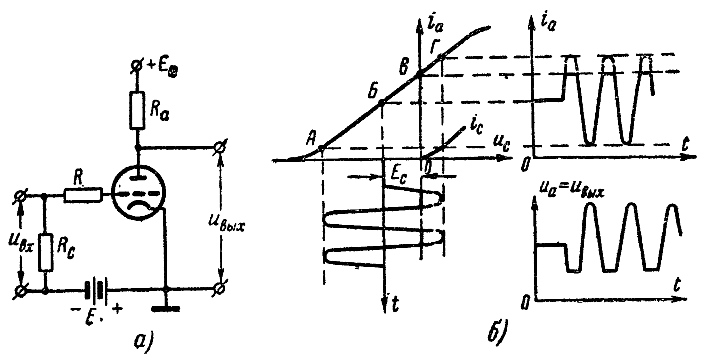


Рис. 53. Сеточный ограничитель сверху.

а — схема ограничителя; *б* — диаграммы, иллюстрирующие принцип работы.

В режиме ограничения устройство должно работать с сеточными токами. Участок сетка-катод лампы аналогичен обычному диоду параллельного диодного ограничителя. Если напряжение на сетке отрицательно относительно катода, то сеточный ток отсутствует и сопротивление этого участка бесконечно велико. При положительном напряжении на сетке возникает сеточный ток и сопротивление участка уменьшается примерно до 1 000 *ом*. Если сопротивление резистора *R* много больше сопротивления участка сетка-катод, то напряжение на сетке во время протекания сеточного тока будет почти неизменным, так как сеточный ток создает на резисторе *R* падение напряжения, почти равное входному напряжению $u_{вх}$, поэтому напряжение на сетке u_c остается близким к нулю. Практически сопротивление резистора *R* выбирают в пределах 50—500 *ком*. В отрицательной области напряжений на сетке рабочая точка перемещается по динамической характеристике *АГ* и схема работает как обычный резистивный усилитель.

Таким образом, в схеме происходит ограничение сверху с порогом ограничения, равным напряжению отрицательного смещения на сетке — E_c. Напряжение на выходе ограничителя, снимаемое с анодной нагрузки R_a, остается неизменным, когда входное напряжение $u_{вх}$ превышает напряжение смещения E_c.

Анодный ограничитель снизу (по минимуму). Анодное ограничение снизу можно получить в обычной усилительной схеме при работе с нижней отсечкой анодного тока (рис. 54).

Если напряжение на сетке становится ниже потенциала запирания лампы E_{c0}, напряжение на аноде лампы становится равным э. д. с. источника анодного питания E_a. При напряжении на сетке выше E_{c0} схема действует как обычный резистивный усилитель.

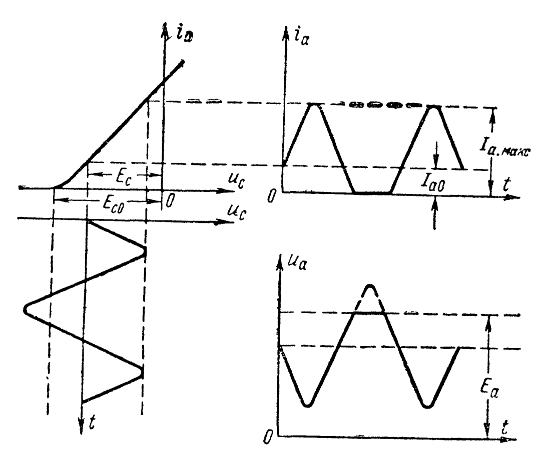


Рис. 54. Графики для иллюстрации принципа работы анодного ограничителя снизу.

Анодное ограничение снизу можно осуществить только с лампой, имеющей резкую отсечку анодного тока (6Ж4, 6Ж9П, 6П9 и др.).

Если в схеме сеточного ограничителя сверху (рис. 53) выбрать рабочую точку *Б* посередине прямолинейного участка *АВ* характеристики, то можно получить симметричное двустороннее ограничение. При определенном отрицательном значении входного напряжения лампа будет запираться и произойдет ограничение по минимуму, а при определенном положительном значении входного напряжения произойдет ограничение по максимуму благодаря появлению сеточного тока.

Анодный ограничитель сверху (по максимуму). В анодном ограничителе сверху (рис. 55), схема которого не отличается от обычного резистивного усилителя, при большом сопротивлении анодной нагрузки R_a (десятки — сотни килоом) минимальное напряжение на аноде получается ниже, а размах колебаний больше, чем у сеточного ограничителя.

В схемах анодных ограничителей сверху применяют пентоды. Анодные характеристики пентода при малых значениях анодного на-

пряжения $u_а$ сливаются в линию критического режима *ОГ* (рис. 55, *б*).

Линия *БВ* представляет собой нагрузочную прямую для определенного значения сопротивления анодной нагрузки $R_а$. Когда напряжение на сетке изменяется в пределах —8 *в* ÷ —2 *в* на рис. 55, *б*, рабочая точка перемещается по нагрузочной прямой *БВ* и напряжение на аноде изменяется почти пропорционально напряжению на сетке. Когда последнее достигает величины —2 *в*, рабочая точка попадает на линию критического режима (точка *А*). При дальнейшем изменении сеточного напряжения ($u_с=0$, $u_с=+2$ *в* и т. д.) рабочая

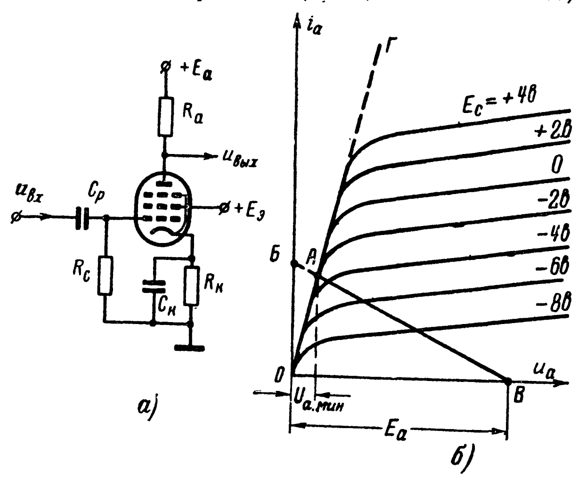


Рис. 55. Анодный ограничитель сверху.

а — схема; *б* — семейство анодных характеристик и нагрузочная прямая.

точка остается в *А* и анодный ток, а также напряжение на аноде будут неизменными. Несмотря на дальнейшее увеличение входного напряжения, выходное напряжение остается равным постоянной величине $U_{а.мин}$, поэтому происходит ограничение по максимуму.

Порог ограничения для рассматриваемого примера — значение напряжения на сетке — 2 *в*, соответствующее точке *А* пересечения нагрузочной прямой и линии критического режима. Напряжение $U_{а.мин}$, соответствующее точке *А*, будет тем меньше, чем больше $R_а$, так как при этом нагрузочная прямая будет более пологой. Слишком большую величину $R_а$ брать нельзя, поскольку при этом усиливается влияние паразитных емкостей схемы, что приводит к растягиванию фронта и среза импульсов. Ограничение получается более эффективным при повышении напряжения на экранирующей сетке.

Анодный ограничитель сверху можно применять для двустороннего ограничения, выбрав определенную рабочую точку и амплитуду входного напряжения. Ограничение снизу будет происходить благодаря запиранию лампы большим отрицательным напряжением на сетке, а ограничение сверху — достижением рабочей точкой линии критического режима. Для получения эффективного ограничения амплитуда напряжения должна быть примерно 20—30 *в*.

Двусторонний ограничитель с катодной связью. В рассмотренных схемах ограничителей-усилителей трудно получить симметричное двустороннее ограничение, а также регулировать его уровни.

Схема ограничителя с катодной связью (рис. 56) позволяет получить симметричное ограничение при высоком входном сопротивлении. Ограничитель собирают на двойном триоде (6Н15П, 6Н1П и др.) с общим катодным сопротивлением. Потенциометрами R_1 и R_2 регулируют смещения на сетках E_1 и E_2, определяющие пороги ограничения. Левый триод работает как катодный повторитель. Полученное на катодной нагрузке напряжение сигнала прикладывается к сетке правого триода с нагрузкой R_{a2} в анодной цепи.

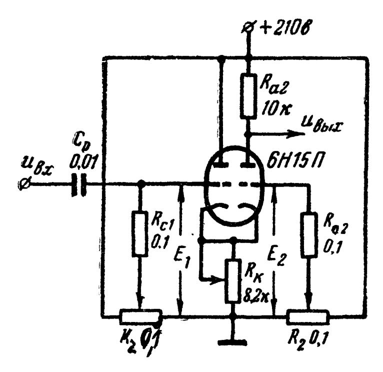


Рис. 56. Двусторонний ограничитель с катодной связью.

При большом отрицательном входном напряжении левый триод запирается и поэтому напряжение на сетке правого триода, его анодный ток и выходное напряжение не изменяются. При большом положительном входном напряжении образуется большое напряжение на катодном сопротивлении, запирающее правый триод. Поэтому дальнейшее увеличение входного напряжения не сказывается на выходном напряжении, которое остается равным E_a. Таким образом, на выходе получается ограниченное сверху и снизу напряжение без перемены полярности. Ограничение получается очень четким и эффективным, так как оба триода работают «на запирание».

Ограничители-усилители на транзисторах. В гл. 2 рассмотрен ключевой режим работы транзисторов. Из рис. 11 видно, что семейство коллекторных характеристик транзистора, включенного по схеме

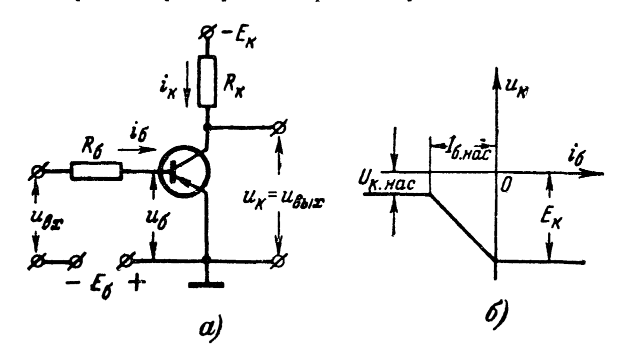


Рис. 57. Ограничитель-усилитель на транзисторе по схеме с общим эмиттером.

а — схема; *б* — характеристика ограничителя.

с общим эмиттером, имеет вид, аналогичный семейству анодных характеристик пентода (рис. 55, *б*). Поэтому транзистор может быть использован для одностороннего или двустороннего ограничения с одновременным усилением.

На рис. 57 приведены схемы ограничителя-усилителя на транзисторе (по схеме с общим эмиттером) и его характеристика ограничения.

В отличие от схем с лампами, где анодным током управляет напряжение на сетке, здесь коллекторным током управляет ток базы.

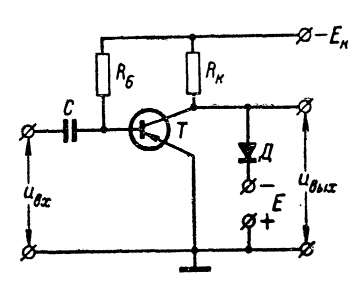


Рис. 58. Ограничитель-усилитель на транзисторе с источником смещения *E* и диодом *Д*, предотвращающим насыщение транзистора.

При нулевом и положительном токе базы $i_б$ происходит запирание транзистора *p-n-p*-типа (точка *В* на рис. 11) и напряжение на коллекторе остается равным напряжению источника питания $E_к$ (рис. 57, *б*). Это соответствует ограничению сигнала в коллекторной цепи на уровне $-E_к$. При отрицательном токе базы $i_б$ ток коллектора $i_к$ и напряжение на коллекторе $u_к$ изменяются пропорционально току базы, при этом ток коллектора протекает от эмиттера к коллектору. Как только базовый ток достигнет величины $I_{б.нас}$, рабочая точка окажется на линии критического режима (точка *Г* на рис. 11) и дальнейшее изменение коллекторного тока прекратится. Происходит ограничение выходного напряжения на уровне $U_{к.нас}$.

Таким образом, в схеме происходит двустороннее ограничение, с одной стороны, благодаря запиранию транзистора, а с другой — благодаря его насыщению.

В отличие от пентода, имеющего при работе без сеточных токов очень большое входное сопротивление, входное сопротивление транзистора невелико. Так как входной ток базы в схеме с общим эмиттером значительно меньше, чем входной ток эмиттера в схеме с общей базой, то для получения большего входного сопротивления в схеме ограничения лучше включать транзистор по схеме с общим эмиттером, чем по схеме с общей базой.

В цепь базы включается резистор $R_б$ с большим сопротивлением (десятки килоом), при этом ток базы будет обеспечивать ограничение во входной цепи одновременно с ограничением в выходной. Сопротивление резистора $R_к$ в коллекторной цепи берут небольшим (единицы килоом).

Для уменьшения влияния времени включения и выключения транзисторов в схемах ограничителей-усилителей следует применять высокочастотные сплавные транзисторы. Диффузионные и конверсионные транзисторы для ограничения применять нельзя, так как для них допустимое обратное напряжение между эмиттером и базой мало (0,5—1 *в*).

Для устранения запаздывания среза выходного импульса, которое связано с рассасыванием носителей после насыщения, необходимо предотвратить насыщение транзистора, работающего в качестве

ограничителя. Одним из наиболее простых методов служит последовательное включение диода и источника смещения в цепь коллектора транзистора (рис. 58). Когда напряжение на коллекторе понизится до величины E, диод отпирается и на коллекторе будет поддерживаться напряжение E.

25. ФИКСАТОРЫ УРОВНЯ ИМПУЛЬСОВ

Схемы фиксации начального уровня импульсных сигналов, которые иногда называют также схемами восстановления постоянной составляющей сигнала, применяют в импульсных устройствах потому, что разделительные конденсаторы и трансформаторы не пропускают постоянной составляющей напряжения или тока.

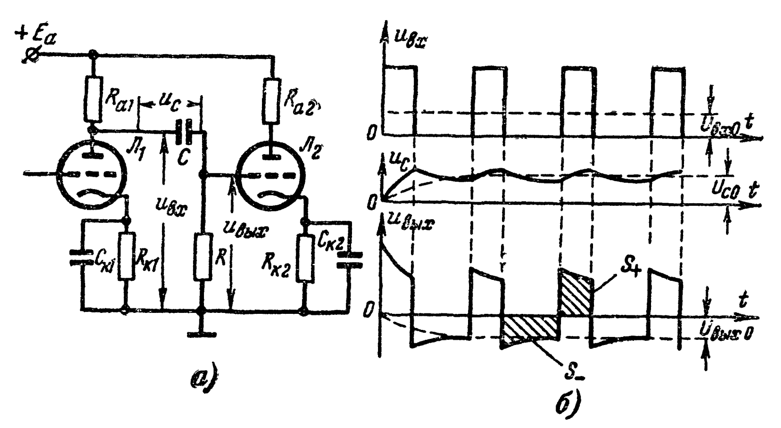


Рис. 59. Схема межкаскадной RC-связи (*а*) и график, поясняющий потерю постоянной составляющей при прохождении последовательности импульсов через нее (*б*).

Фиксаторы уровня содержат нелинейные элементы — полупроводниковые или вакуумные диоды

На рис. 59, *а* приведена типовая схема межкаскадной переходной RC-цепи, через которую соединяют между собой отдельные каскады импульсных устройств. Переходная цепь должна давать минимальные искажения формы импульсного сигнала, т. е. пропускать без искажений переменную составляющую. В то же время благодаря конденсатору C положительная постоянная составляющая анодного напряжения первого каскада (десятки — сотни вольт) не будет приложена к управляющей сетке лампы второго каскада, что обеспечит нормальную работу лампы второго каскада при необходимом отрицательном смещении на ее сетке. Таким образом, переходная цепь всегда исключает постоянную составляющую сигнала.

Если на входе переходной цепи RC действует последовательность положительных импульсов $u_{вх}$ (рис. 59, *б*), то будет происходить процесс перезарядки конденсатора C, который, зарядившись во время импульса через отпертую лампу $Л_1$, разряжается во время

паузы между импульсами через большое сопротивление резистора R не полностью. Напряжение на конденсаторе u_c постепенно возрастает, пока не достигнет среднего значения U_{c0}, при котором наступает динамическое равновесие. Напряжение на конденсаторе U_{c0} оказывается равным постоянной составляющей входного напряжения $U_{вх0}$.

Как видно из графиков, по мере заряда конденсатора C начальный уровень импульсов на выходе переходной цепи $u_{вых}$ смещается вниз (штриховая кривая) и устанавливается равным

$$U_{вых\,0} = U_{c\,0} = U_{вх\,0}.$$

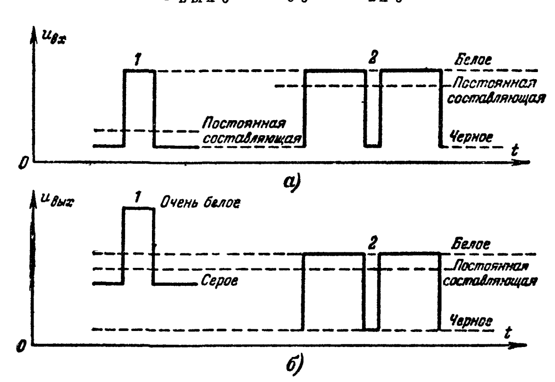


Рис. 60. Потеря постоянной составляющей в телевизионном сигнале изображения при прохождении через переходную цепь.

а — до прохождения; *б* — после прохождения.

Линия нового начального уровня выходных импульсов $U_{вых0}$ смещена на величину постоянной составляющей входных импульсов, поэтому на выходе переходной цепи воспроизводится только переменная составляющая входного сигнала и происходит потеря его постоянной составляющей.

В телевидении при потере постоянной составляющей сигнала изображения нарушается передача градаций яркости, так как постоянная составляющая характеризует среднюю яркость изображения.

На рис 60, *а* показаны форма сигнала изображения (*1*) при передаче белой вертикальной полосы на черном фоне и форма сигнала изображения (*2*) при передаче черной полосы на белом фоне до прохождения через переходную цепь. Эти сигналы содержат постоянную составляющую, которая значительно больше для сигнала (*2*). При этом уровни белого и черного обоих сигналов одинаковы.

На рис. 60, *б* показана форма этих же сигналов изображения после прохождения через переходную цепь, где они потеряли постоянную составляющую. В этом случае средние значения обоих сигналов (постоянная составляющая) расположены на одном уровне, но при этом сигнал *1* как бы приподнимается над сигналом *2* и в нем яркость белой полосы станет чрезмерно большой (белое станет очень белым), а черный фон — серым. Таким образом, потеря посто-

янной составляющей приводит к нарушению соотношений яркостей передаваемых сигналов изображения и ее необходимо искусственно восстановить. Для этой цели и применяют фиксаторы уровня. Диод подключают параллельно резистору R переходной цепи, что превращает ее в нелинейную. В зависимости от способа включения диода он будет шунтировать резистор R или в процессе заряда, или в процессе разряда конденсатора C. Внутреннее сопротивление диода должно быть малым по сравнению с сопротивлением резистора R, что легче получить с помощью полупроводниковых диодов, которые обычно и применяют в схемах фиксаторов уровня.

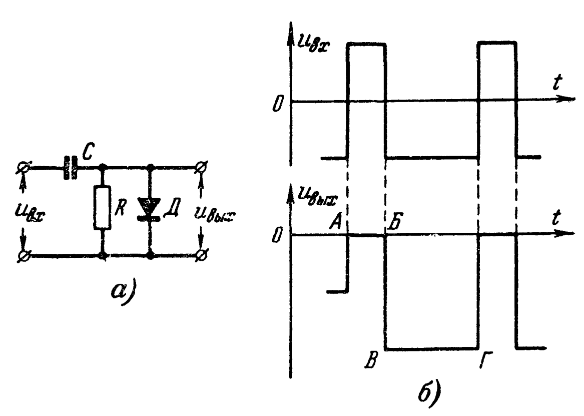


Рис. 61. Фиксатор уровня (*а*) и график, поясняющий принцип его действия (*б*).

Рассмотрим принцип действия фиксатора уровня, показанного на рис. 61.

Переходная цепь RC имеет всегда постоянную времени, в несколько раз превышающую период повторения импульсов.

Отрицательный входной сигнал запирает диод *Д*, и сигнал проходит к выходным зажимам схемы. В момент времени *А* перехода сигнала к положительной полярности диод проводит и замыкает выход фиксатора почти накоротко. Конденсатор быстро заряжается до потенциала, равного амплитуде напряжения входного сигнала, и сохраняет заряд в течение времени действия импульса *АБ*.

В момент *Б* входное напряжение падает, а потенциал на конденсаторе не изменяется, так как конденсатор не может быстро разрядиться через большое сопротивление резистора R. Поэтому выходное напряжение уменьшится на величину амплитуды импульсов, т. е. до точки *В*. Если постоянная времени достаточно велика, чтобы предотвратить возможный разряд конденсатора за время, отображаемое отрезком *ВГ*, то выходное напряжение остается неизменным. Оно возвратится к нулевому значению в момент *Г*, когда входное напряжение становится снова положительным.

Таким образом, на выходе фиксатора сохраняется форма входного напряжения, но выходное напряжение изменяется от нулевого уровня только в одну сторону. Происходит фиксация верхнего уров-

ня сигнала, а его постоянная составляющая смещается от нулевого уровня, чем достигается ее восстановление.

Фиксаторы уровня разделяют на неуправляемые и управляемые. Более простые, неуправляемые, состоят из одного диода и источника смещения, если необходим уровень фиксации, отличающийся от нуля. *Управляемые фиксаторы собирают по мостовой схеме; они* состоят из двух или четырех диодов, отпираемых специальными импульсами.

На рис. 62 приведены схемы и графики шести типовых схем неуправляемых фиксаторов уровня.

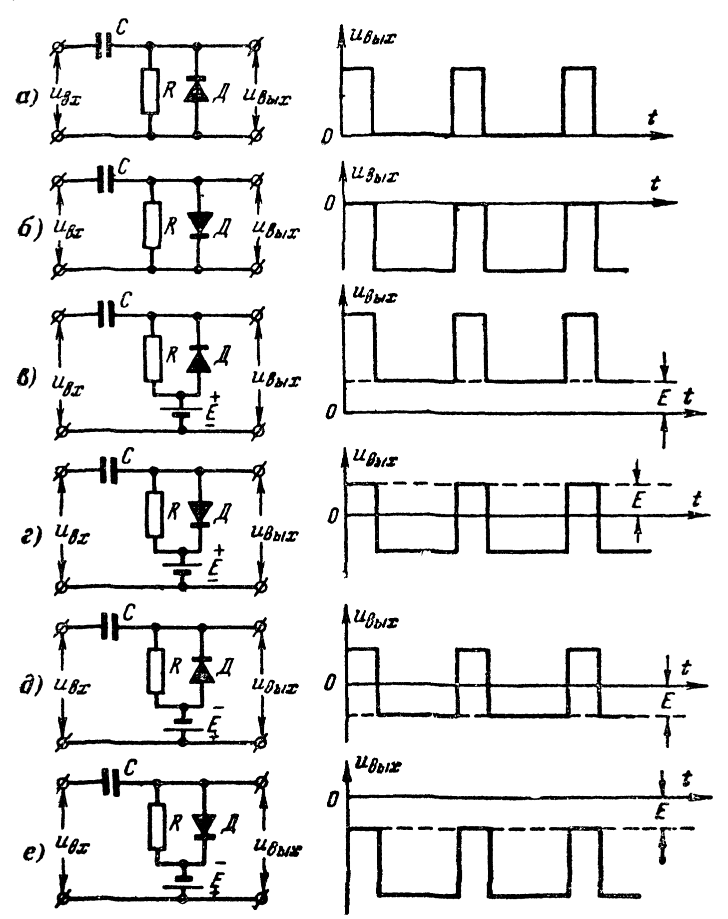


Рис. 62. Схемы неуправляемых фиксаторов уровня и форма выходных напряжений.

а — фиксатор нулевого уровня снизу; *б* — то же сверху; *в* — фиксатор положительного уровня снизу; *г* — то же сверху; *д* — фиксатор отрицательного уровня снизу; *е* — то же сверху.

Схемы фиксаторов нулевого уровня снизу и сверху (рис. 62, *а* и *б*) отличаются только противоположным включением диода. Остальные четыре схемы — фиксаторы ненулевого уровня. В них имеется также источник постоянного смещения *E*, который включается последовательно с параллельно соединенными резистором *R* и диодом *Д*.

Смещение *E* определяет требуемые значения начального уровня и постоянной составляющей напряжения на выходе схемы. На работу диода и прохождение переменной составляющей сигнала смещение не влияет. При смещении *E* напряжение на выходе схемы равно алгебраической сумме *E* и напряжения u_R на резисторе.

При анализе работы схем могут возникать ошибки в определении назначения диодов, так как из-за сходства включения диодов параллельные диодные ограничители (рис. 47—49) могут неправильно рассматриваться как фиксаторы уровня (рис. 62) и наоборот. Основное различие между ними заключается в том, что в ограничителе необходим резистор *R*, включенный последовательно с диодом, в фиксаторе резистор отсутствует. Назначение и принцип работы фиксаторов уровня и ограничителей также различны. Фиксаторы уровня только изменяют (восстанавливают) постоянную составляющую сигнала путем фиксирования определенного начального уровня выходного напряжения. Переменная составляющая сигнала должна воспроизводиться на выходе с минимальными искажениями при неизменной амплитуде напряжения. Ограничители, наоборот, изменяют форму напряжения, т. е. искажают переменную составляющую напряжения. Возможные при ограничении изменения постоянной составляющей сигнала не имеют большого значения.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

В импульсных устройствах чаще всего применяют прямоугольные импульсы напряжения, длительность фронта и среза которых мала по сравнению с длительностью импульса. Поэтому одна из наиболее важных задач импульсной техники — получение перепадов напряжения или тока с минимальной длительностью фронта.

Импульсы почти прямоугольной формы можно получить методом ограничения напряжения синусоидальной формы, рассмотренным в гл. 5. Однако для получения импульсов с коротким фронтом и срезом требуется несколько каскадов ограничения с усилением колебаний.

Поэтому в импульсной технике для генерирования прямоугольных импульсов и для создания резких перепадов напряжения широко применяются релаксационные генераторы импульсов (мультивибраторы и блокинг-генераторы) и спусковые схемы (триггеры).

Для получения незатухающих колебаний применяют автоколебательные системы, преобразующие энергию источника питания в энергию электрических колебаний. Колебания поддерживаются незатухающими благодаря периодическому поступлению энергии от источника питания. Устройством, регулирующим поступление энергии от источника, служат транзистор, электронная лампа или полупроводниковый

прибор с отрицательным сопротивлением (туннельный диод, динистор, тиристор и др.).

Различают синусоидальные (гармонические) и релаксационные (разрывные) колебания. Синусоидальные колебания получают при помощи транзисторного или лампового автогенератора, содержащего обычно колебательные контуры. Для получения релаксационных колебаний, которые могут быть почти прямоугольной формы, в импульсной технике применяют релаксационные генераторы (релаксаторы). В них колебательный контур, как правило, отсутствует и колебания возникают вследствие «освобождения» запаса энергии клапаном (ключом), отдающим энергию импульсами. Обычно в качестве клапанов применяют транзисторы, работающие в ключевом режиме, или приборы с отрицательным сопротивлением. Релаксаторы на электронных лампах в последние годы применяют значительно реже. Когда ключ заперт, происходит накопление энергии, а когда отперт — отдача энергии. При этом частота колебаний определяется параметрами схемы, режимом работы транзистора (лампы) и напряжением источника питания. Колебания генераторов релаксационных колебаний легко и просто синхронизируются внешними импульсами различной формы.

Основное различие генераторов состоит в том, что в генераторе синусоидальных колебаний за период расходуется малая мощность, а в релаксационном генераторе — вся мощность, запасенная в реактивном элементе. Этим объясняется различие в форме колебаний: плавные (гармонические) в генераторе синусоидальных колебаний и прерывистые (разрывные) в релаксационном генераторе.

Мультивибратор представляет собой релаксационный генератор колебаний почти прямоугольной формы Он является двухкаскадным усилителем на резисторах с положительной обратной связью, в котором выход каждого каскада соединен со входом другого.

Название «мультивибратор» происходит от слов: «мульти» — много и «вибратор» — источник колебаний, поскольку колебания мультивибратора содержат большое число гармоник.

Мультивибратор может работать в следующих режимах: автоколебательном, синхронизации и ждущем В автоколебательном режиме мультивибратор работает как генератор с самовозбуждением, при этом выходное напряжение создается в результате процессов, происходящих в самой схеме. В режиме синхронизации на мультивибратор действует извне синхронизирующее напряжение, частота которого определяет частоту импульсов, генерируемых мультивибратором. В ждущем режиме мультивибратор работает как генератор с посторонним возбуждением. При этом процессы в нем совершают один цикл каждый раз в результате подачи на его вход запускающих импульсов.

26. ОСНОВНАЯ СХЕМА МУЛЬТИВИБРАТОРА В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

На рис. 63 приведена наиболее распространенная схема мультивибратора на транзисторах *p-n-p*-типа с емкостными коллекторно-базовыми связями. Мультивибратор состоит из двух усилительных каскадов на резисторах. Выход каждого каскада соединен со входом другого каскада через конденсаторы C_1 и C_2.

Мультивибратор, у которого транзисторы однотипны, а пара-

метры симметричных элементов одинаковы, называется симметричным: обе части периода его колебаний равны ($t_{и1}=t_{и2}$) и скважность импульсов $Q=2$. Если имеются различия в параметрах, то мультивибратор будет несимметричным ($t_{и1} \neq t_{и2}$). В импульсной технике чаще применяют несимметричные мультивибраторы с длительностью выходного импульса, снимаемого с коллектора одного из транзисторов, меньше длительности паузы ($Q>2$).

Мультивибратор в автоколебательном режиме имеет два состояния квазиравновесия, когда один из транзисторов находится в режиме отсечки, а второй — насыщения и наоборот. Эти состояния не

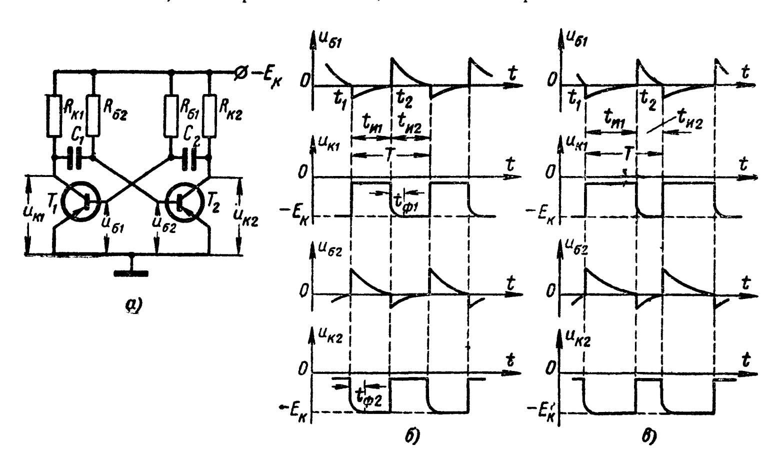


Рис. 63. Мультивибратор на транзисторах с емкостными коллекторно-базовыми связями.

а — принципиальная схема; *б* — графики напряжений для симметричного мультивибратора; *в* — графики напряжений для несимметричного мультивибратора.

устойчивые. Переход схемы из одного состояния в другое происходит лавинообразно из-за глубокой положительной обратной связи.

Рассмотрим физические процессы в схеме. Пусть схема находится в состоянии, когда транзистор T_1 заперт, а T_2 насыщен. Транзистор T_2 поддерживается отпертым отрицательным смещением на его базе, которое подается от источника — $E_к$ через резистор $R_{б2}$, а транзистор T_1 — запертым положительным напряжением на его базе, создаваемым при разряде конденсатора C_2 через $R_{б1}$, источник питания и отпертый транзистор T_2.

В момент t_1 конденсатор C_2 разрядится до напряжения отпирания транзистора T_1 (напряжение $u_{б1}$ достигает примерно нулевого уровня). Коллекторный ток транзистора T_1 создает падение напряжения на $R_{к1}$, и потенциал на коллекторе $u_{к1}$ увеличивается. Это вызывает увеличение потенциала $u_{б2}$ на базе транзистора T_2, уменьшение его коллекторного тока и потенциала на коллекторе $u_{к2}$. Уменьшение потенциала $u_{к2}$ вызывает дальнейшее уменьшение потенциала $u_{б1}$. Коллекторный ток транзистора T_1 еще более увеличивается, что приводит к еще большему возрастанию потенциала на

его коллекторе и к дальнейшему увеличению потенциала базы и уменьшению потенциала коллектора транзистора T_2 и т. д.

Лавинообразный процесс увеличения коллекторного тока транзистора T_1 и уменьшения коллекторного тока транзистора T_2 происходит, пока транзистор T_1 не достигнет режима насыщения, а транзистор T_2 — режима отсечки. Скорость этого процесса велика, а его продолжительность составляет доли микросекунд.

Для насыщения транзистора необходимо выполнить условие

$$R_б < \beta R_к,$$

где β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером.

Однако добиваться глубокого насыщения транзистора нецелесообразно, так как при этом возрастает время рассасывания носителей в базе, что приводит к увеличению времени срабатывания и к понижению стабильности частоты генерируемых импульсов. Поэтому практически величины $R_б$ и $R_к$ должны удовлетворять соотношению

$$R_б = \frac{1}{2}\beta R_к.$$

После окончания скачка начинается медленный процесс формирования плоских частей импульсов. Время пребывания схемы в этом состоянии определяется постоянной времени цепи разряда конденсатора C_1, который разряжается через открытый транзистор T_1, источник питания $E_к$ и резистор $R_{б2}$. Процесс перезаряда конденсатора C_1 поддерживает на базе транзистора T_2 положительное напряжение, и транзистор остается запертым. По мере разряда конденсатора это напряжение уменьшается и, когда оно в момент времени t_2 достигает примерно нулевого значения, транзистор T_2 отпирается и развивается обратный лавинообразный процесс, в результате которого транзистор T_2 отпирается, а транзистор T_1 запирается. Аналогично протекает процесс в следующем цикле, когда происходит разряд конденсатора C_2, а затем схема возвращается в первоначальное состояние.

Амплитуда импульсов на коллекторах транзисторов близка к напряжению источника питания $E_к$.

Длительность импульсов определяется временем уменьшения потенциала базы запертого транзистора до нулевого значения и может быть определена по формулам

$$t_{и1} \approx 0{,}7 R_{б1} C_2; \quad t_{и2} \approx 0{,}7 R_{б2} C_1.$$

Частота колебаний мультивибратора

$$f = \frac{1}{t_{и1} + t_{и2}} \approx \frac{1{,}4}{R_{б1} C_2 + R_{б2} C_1}.$$

Регулировать частоту колебаний мультивибратора удобнее всего путем изменения сопротивления резисторов в базовых цепях $R_{б1}$ и $R_{б2}$ или путем изменения напряжения источника питания, к которому подключают эти резисторы. От сопротивлений резисторов в цепях коллекторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ частота колебаний практически не зависит.

Скважность импульсов несимметричного мультивибратора не может быть большой из-за необходимости получения режима насыщения отпертого транзистора. Если отпертые транзисторы не достигают состояния насыщения, то форма колебаний резко искажается. Это

происходит при слишком малой величине сопротивлений резисторов $R_к$.

Максимальная возможная скважность может быть определена по формуле

$$Q_{макс} = 1 + 0{,}3\beta.$$

Недостаток мультивибратора по схеме, приведенной на рис. 63, заключается в экспоненциальном фронте импульса на коллекторе запирающегося транзистора. Это удлинение фронта объясняется падением напряжения на коллекторном резисторе при заряде конденсатора связи, включенного между коллектором запертого и базой отпертого транзисторов.

Длительности фронтов отрицательных перепадов напряжения на коллекторах транзисторов T_1 и T_2 соответственно равны:

$$t_{ф1} \approx 2{,}3R_{к1}C_1; \ t_{ф2} \approx 2{,}3R_{к2}C_2.$$

Элементы схемы на рис. 63, *а* выбирают в следующих пределах: $R_б$ — десятки килоом, $R_к$ — единицы килоом, C — сотни — тысячи пикофарад.

Пример. Симметричный мультивибратор собран на транзисторах П42А, имеющих коэффициент усиления по току $\beta=40$. Требуется получить длительность импульсов $t_{и1}=t_{и2}=14$ *мксек*.

Выбираем $C_1=C_2=510$ *пф*. Рассчитываем $R_{б1}$ и $R_{б2}$ по формуле $t_{и1}=t_{и2}=0{,}7R_{б1}C_2$:

$$R_{б1} = \frac{t_{и1}}{0{,}7\,C_2} = \frac{14\cdot10^{-6}}{0{,}7\cdot510\cdot10^{-12}} = 4\cdot10^4 \text{ ом} = 40 \text{ ком}.$$

Берем $R_{б1}=R_{б2}=39$ *ком*. Рассчитываем $R_{к1}$ и $R_{к2}$ по соотношению $R_б=\frac{1}{2}\beta R_к$:

$$R_{к1} = R_{к2} = \frac{2R_б}{\beta} = \frac{2\cdot39}{40} = 2 \text{ ком}.$$

Длительность фронтов

$$t_{ф1} = t_{ф2} = 2{,}3R_{к1}C_1 = 2{,}3 \times 2 \times 10^3 \times 510 \times 10^{-12} =$$
$$= 2{,}3 \times 10^{-6} \text{ сек} = 2{,}3 \text{ мксек}.$$

Частота колебаний

$$f = \frac{1}{t_{и1} + t_{и2}} = \frac{1}{28\cdot10^{-6}} = 36\cdot10^3 \text{ гц} = 36 \text{ кгц}.$$

Максимальная возможная скважность в схеме несимметричного мультивибратора на выбранных транзисторах

$$Q_{макс} = 1 + 0{,}3\beta = 1 + 0{,}3 \times 40 = 13.$$

Для получения импульсов, форма которых близка к прямоугольным, и увеличения частоты автоколебаний мультивибраторов желательно применять высокочастотные транзисторы, имеющие малое время включения и выключения. Однако в случае применения дрейфовых транзисторов (П402, П403 и др.), у которых обратное пробивное напряжение эмиттерного перехода мало (порядка 1 *в*), схему

приходится усложнять, включая в базовые цепи транзисторов отключающие диоды для предотвращения пробоя эмиттерных переходов.

В мультивибраторах на насыщающихся транзисторах, в отличие от мультивибраторов на электронных лампах, имеется принципиальная возможность, правда с небольшой вероятностью, возникновения в схеме при ее включении устойчивого состояния равновесия, в котором оба транзистора находятся в режиме насыщения, и для возникновения автоколебаний необходим внешний запускающий импульс. Для предотвращения этого явления необходимо обеспечить незначительное насыщение транзисторов.

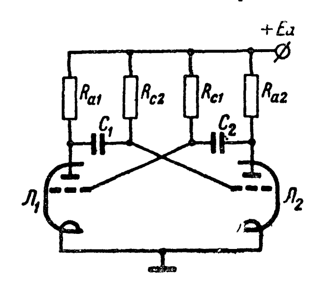


Рис. 64. Мультивибратор на двойном триоде с положительными сетками.

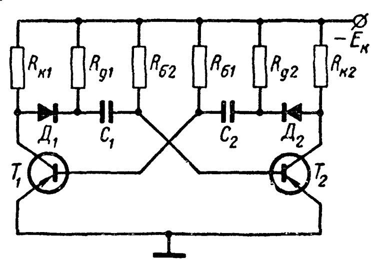


Рис. 65. Мультивибратор на транзисторах с улучшенной формой выходных импульсов.

На рис. 64 приведена схема автоколебательного мультивибратора на электронных лампах с положительными сетками, физические процессы в которой схожи с описанными выше для схемы на транзисторах. Эта схема имеет лучшие данные (стабильность частоты колебаний, возможность получения большей частоты колебаний и др.) по сравнению с ламповой схемой, в которой резисторы R_{c1} и R_{c2} в цепях сеток ламп присоединены не к положительному, а к отрицательному полюсу источника анодного напряжения.

Ламповые мультивибраторы обычно собирают на двойных триодах (6Н1П, 6Н15П и др.). Лампа для мультивибратора должна иметь малые межэлектродные емкости и большую крутизну характеристики, что обеспечивает меньшую длительность фронта выходных импульсов. Для получения значительной амплитуды импульсов лампа должна иметь большую допустимую мощность рассеяния на аноде.

Для ламповых мультивибраторов выбирают сопротивления в анодных цепях порядка нескольких килоом, в сеточных цепях — сотни килоом, емкости — 100—200 *пф*.

27. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

Улучшение формы выходных импульсов мультивибратора, снимаемых с коллектора транзистора, может быть достигнуто применением разделительных (отключающих) диодов $Д_1$ и $Д_2$ в цепи коллекторов (рис. 65). Через эти диоды параллельно коллекторным нагрузкам $R_{к1}$ и $R_{к2}$ подключены дополнительные резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$.

В этой схеме после запирания одного из транзисторов и понижения потенциала коллектора подключенный к его коллектору диод

также запирается, отключая конденсатор от коллекторной цепи. Заряд конденсатора происходит через дополнительный резистор $R_д$, а не через резистор $R_к$, и потенциал коллектора запирающегося транзистора почти скачком становится равным $-E_к$. Минимальная длительность фронтов импульсов в коллекторных цепях определяется здесь в основном частотными свойствами транзисторов.

Схема позволяет получить импульсы почти прямоугольной формы, но ее недостатки заключаются в более низкой максимальной скважности $Q_{макс}$ и невозможности плавной регулировки периода колебаний T.

На рис. 66 приведена схема быстродействующего мультивибратора, обеспечивающая высокую частоту автоколебаний.

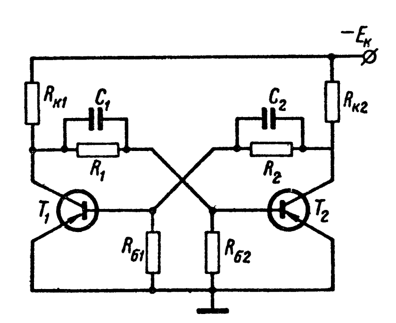


Рис. 66. Быстродействующий мультивибратор.

В этой схеме резисторы R_1 и R_2 подключены параллельно конденсаторам C_1 и C_2, а резисторы $R_б$ вместе с резисторами $R_к$ и R образуют делители напряжения, стабилизирующие потенциал базы отпертого транзистора (при токе делителя, большем тока базы). При переключении мультивибратора ток базы насыщенного транзистора здесь изменяется более резко, чем в ранее рассмотренных схемах, что сокращает время рассасывания зарядов в базе и ускоряет выход транзистора из насыщения.

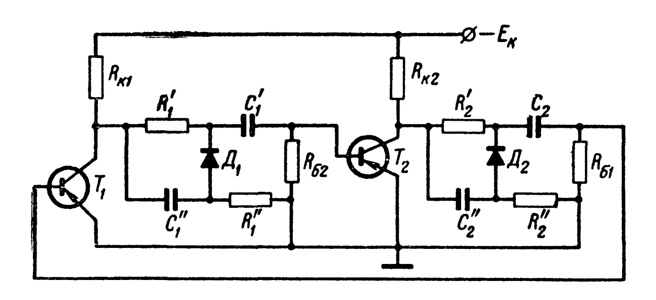


Рис. 67. Автоколебательный мультивибратор с импульсными мостовыми элементами.

Для стабилизации временны́х интервалов в схемах мультивибраторов начали применять импульсные мостовые элементы, состоящие из резисторов, конденсаторов и диагонального диода. Импульсные мостовые элементы включают в схему вместо переходных RC-цепей между каскадами.

На рис. 67 приведена схема мультивибратора, который может быть как симметричным (при одинаковых резисторах и конденсато-

рах в обоих импульсных мостовых элементах), так и несимметричным, генерирующим прямоугольные импульсы с большой скважностью.

При переключении схемы, например, при запирании транзистора T_1 начинается заряд конденсаторов первого моста C_1' и C_1''. Ток заряда конденсатора C_1' поддерживает отпертым транзистор T_2. В это же время конденсаторы второго моста C_2' и C_2'' разряжаются через коллекторную цепь транзистора T_2. Когда напряжение на конденсаторе C_1' становится равным падению напряжения на резисторе R_1'', достигается равновесие моста и включенный в его диагональ диод $Д_1$ отпирается. При этом прекращается заряд конденсатора C_1', транзистор T_2 запирается и начинают заряжаться конденсаторы второго моста, что вызывает отпирание транзистора T_1, и т. д.

Преимущество этой схемы заключается в высокой стабильности временны́х интервалов t_1 и t_2 и, следовательно, стабильности длительности выходных импульсов и частоты колебаний (порядка 0,1%), значительно лучшей, чем в обычных мультивибраторах.

28. ЖДУЩИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Почти любой мультивибратор, работающий в автоколебательном режиме и не имеющий состояния устойчивого равновесия, можно превратить в мультивибратор, имеющий одно устойчивое положение и одно неустойчивое положение. Такие схемы называются ждущими мультивибраторами. Иногда их называют также одновибраторами, одноимпульсными мультивибраторами, релаксационными реле или кипп-реле.

Перевод схемы из устойчивого состояния в неустойчивое происходит путем воздействия внешнего запускающего импульса. В неустойчивом положении схема находится в течение некоторого времени в зависимости от ее параметров, а затем автоматически, скачком возвращается в первоначальное устойчивое состояние.

Ждущие мультивибраторы широко применяют в импульсных устройствах для формирования более широких прямоугольных импульсов из узких запускающих импульсов произвольной формы, для задержки импульсов на определенное время, образования ждущей развертки в осциллографах и других целей.

Существует значительное количество вариантов ждущих мультивибраторов, но во всех схемах один из транзисторов (одна из ламп) в исходном состоянии запирается, в результате чего обеспечивается равновесное состояние схемы.

Для получения ждущего режима мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями (рис. 63) один из транзисторов переводится в устойчивое запертое состояние положительным напряжением в цепи базы, а емкость, связывающую его базу с коллектором другого транзистора, заменяют активным сопротивлением R (рис. 68).

В исходном устойчивом состоянии транзистор T_1 заперт. Когда на вход схемы приходит отрицательный запускающий импульс достаточной амплитуды, через транзистор начинает проходить коллекторный ток. Изменение напряжения на коллекторе транзистора T_1 передается через конденсатор C на базу транзистора T_2. Благодаря положительной обратной связи (через резистор R) нарастает лави-

нообразный процесс, приводящий к запиранию транзистора T_2 и отпиранию транзистора T_1. В этом состоянии неустойчивого равновесия схема находится до тех пор, пока конденсатор C не разрядится через проводящий транзистор T_1 и резистор $R_{б2}$. В момент достижения примерно нулевого значения напряжения $u_{б2}$ на базовой обкладке конденсатора C транзистор T_2 отпирается, а транзистор T_1 запирается и схема возвращается в первоначальное устойчивое состояние.

Длительность импульса $t_и$, снимаемого с коллектора одного из

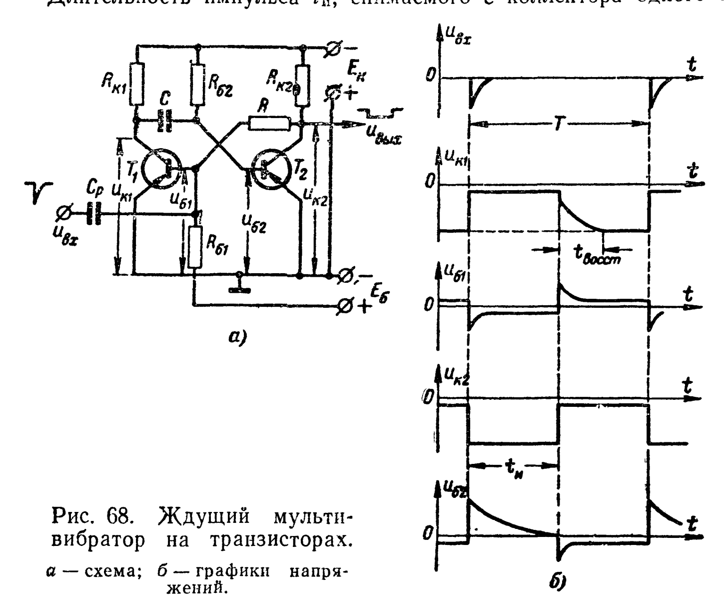


Рис. 68. Ждущий мультивибратор на транзисторах.

а — схема; *б* — графики напряжений.

транзисторов, определяется, как в режиме автоколебаний, приближенной формулой

$$t_и \approx 0{,}7 R_{б\,2} C.$$

Благодаря отсутствию емкости в цепи коллектора транзистора T_2, отпертого в исходном состоянии, форма импульса на его коллекторе близка к прямоугольной. Улучшение формы импульса на коллекторе транзистора T_1, к которому подключен конденсатор C, может быть достигнуто включением диода аналогично тому, как это делается в мультивибраторах, работающих в автоколебательном режиме (рис. 65).

Запуск ждущего мультивибратора может происходить также путем подачи запускающего импульса на коллектор запертого транзистора T_1 (положительной полярности для транзисторов *p-n-p*-типа). Однако запуск на базу обеспечивает большую стабильность длительности выходного импульса.

Наибольшее практическое распространение получила схема ждущего мультивибратора с эмиттерной обратной связью (рис. 69), так как в ней одно устойчивое состояние обеспечивается без специального источника напряжения смещения.

До прихода запускающего импульса транзистор T_1 заперт напряжением, создаваемым током отпертого транзистора T_2 на общем эмиттерном резисторе $R_э$ При подаче отрицательного импульса на базу транзистора T_1 возникает лавинообразный процесс, в результате которого транзистор T_2 запирается, а транзистор T_1 отпирается. В этом состоянии неустойчивого равновесия схема находится, пока разряжается конденсатор C. Как только напряжение между базой и эмиттером транзистора T_2 достигнет нулевого уровня, транзистор T_2 отпирается и возникает лавинообразный процесс обратного опрокидывания схемы, при котором транзистор T_1 запирается, а T_2 достигает состояния насыщения.

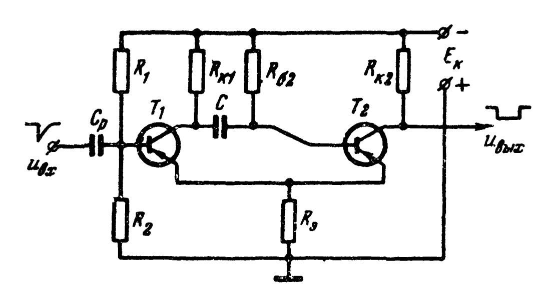


Рис. 69. Ждущий мультивибратор на транзисторах с эмиттерной обратной связью.

В схеме на рис. 69 делитель напряжения R_1, R_2 предназначен для стабилизации потенциала базы транзистора T_1 в отпертом состоянии и подбирается так, чтобы в исходном состоянии транзистор T_1 был заперт.

Обычно R_1 и R_2 имеют величину порядка десятков килоом, $R_э$ — десятки — сотни омов, $R_{б2}$ — десятки килоом, C — тысячи пикофарад.

Длительность импульса ждущего мультивибратора $t_и$ может регулироваться изменением сопротивления резистора $R_{б2}$ или изменением емкости конденсатора C.

Повторный запуск ждущего мультивибратора возможен не сразу после обратного опрокидывания схемы, так как из-за постепенного рассасывания заряда в базе насыщенного транзистора коллекторный ток продолжает проходить через транзистор в течение времени $t_{восст}$ (рис. 68, *б*) после подачи запирающего напряжения на базу транзистора (рис. 12). Для уменьшения $t_{восст}$ насыщение транзистора T_1 не должно быть глубоким и сопротивление резистора $R_{к1}$ не должно быть большим (единицы килоом).

29. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРАХ, ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ И ЧЕТЫРЕХСЛОЙНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯХ

На газоразрядных приборах с холодным катодом (тиратронах тлеющего разряда) можно собирать мультивибраторы, работающие как в автоколебательном, так и ждущем режимах.

На рис. 70, *а* приведена простая схема мультивибратора, работающего в автоколебательном режиме. В ней конденсаторы связи C_1 и C_2 включены между анодом одного из тиратронов и сеткой другого. При зажигании, например, тиратрона $Л_1$ потенциалы его анода и сетки падают и отрицательный перепад напряжения передается через конденсатор C_2 на анод тиратрона $Л_2$ и гасит его. Одновременно перепад напряжения на аноде тиратрона $Л_1$ через конденсатор C_1 передается на сетку тиратрона $Л_2$ и гасит подготовительный разряд. Затем заряжается конденсатор C_1 и, когда напряжение на сетке тиратрона $Л_2$ достигнет напряжения зажигания подготовительного разряда, возникает разряд в промежутке сетка — катод, вызывающий зажигание промежутка анод — катод. При этом гаснет тиратрон $Л_1$ и т. д. Выходное напряжение снимается с анода одного из тиратронов.

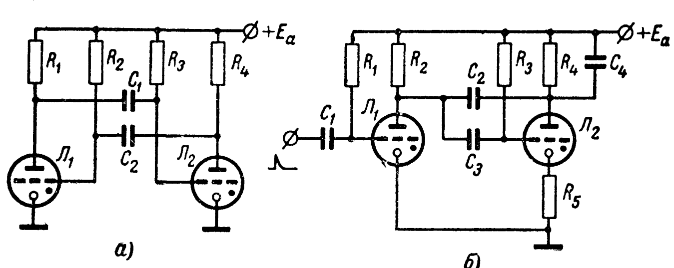


Рис. 70. Автоколебательный мультивибратор на тиратронах тлеющего разряда.

На рис. 70, *б* приведена схема ждущего мультивибратора на тиратронах тлеющего разряда. В устойчивом состоянии зажжен тиратрон $Л_2$, а в тиратроне $Л_1$ имеется подготовительный разряд. Положительный запускающий импульс зажигает тиратрон $Л_1$ и напряжение на его аноде падает. Отрицательный перепад напряжения гасит тиратрон $Л_2$. Далее происходит заряд конденсатора C_3 через резистор R_3 и, когда напряжение на сетке тиратрона $Л_2$ достигнет порога зажигания, тиратрон $Л_2$ зажигается, тиратрон $Л_1$ гаснет и схема остается в устойчивом состоянии до следующего запускающего импульса. Выходной импульс снимается с анода или катода тиратрона $Л_2$.

На одном или двух туннельных диодах могут быть собраны схемы ждущих или автоколебательных мультивибраторов. На рис. 71, *а* приведена простая схема ждущего мультивибратора на одном туннельном диоде.

На диод подано напряжение смещения E через индуктивность L (единицы миллигенри). Схема запускается отрицательным импульсом Выходное напряжение $u_{вых}$ снимается с туннельного диода. На схеме штриховыми линиями указаны также небольшая емкость перехода туннельного диода $C_д$ и суммарное активное сопротивление катушки индуктивности и источника питания R, имеющее небольшую величину (порядка 20 *ом*).

На рис. 71, *б* приведена вольт-амперная характеристика туннельного диода и нагрузочная прямая *АБ*, которая идет круто, так как сопротивление R мало.

Величину E выбирают так, чтобы нагрузочная прямая пересекала вольт-амперную характеристику в точке *1* на правой восходящей ветви характеристики. Это положение рабочей точки будет устойчивым.

Амплитуда отрицательного запускающего импульса должна быть достаточной, чтобы перевести рабочую точку по характеристике из положения *1* в положение *2*. Затем схема скачком переходит в состояние, характеризуемое точкой *3*, так как при большой индуктивности L ток i за время переброса схемы почти не изменяется. Время перехода из точки *2* в точку *3* определяет длительность фронта выходного импульса. После этого начинается сравнительно медленный процесс возрастания тока i и рабочая точка переходит в положение

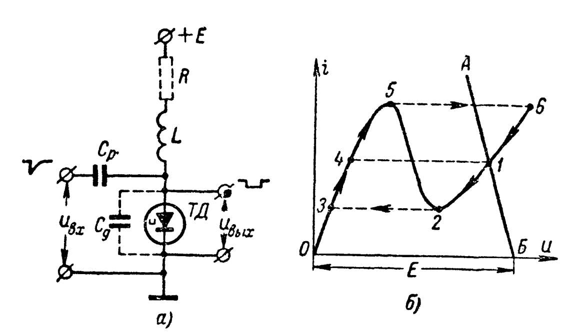


Рис. 71. Ждущий мультивибратор на туннельном диоде.
а — схема; *б* — вольт-амперная характеристика.

4, а затем в положение *5*. Этим процессом определяется длительность выходного импульса. В точке *5* происходит быстрый переброс схемы в положение *6* на правую восходящую ветвь характеристики (срез выходного импульса). Затем ток i медленно уменьшается и рабочая точка возвращается в исходное положение *1*.

Ждущий мультивибратор на одном туннельном диоде может работать в режиме, когда нагрузочная прямая *АБ* пересекает не правую, в левую восходящую ветвь характеристики. В этом случае запускающий импульс должен иметь положительную полярность.

В мультивибраторе на туннельном диоде может быть получена длительность фронта и среза выходного импульса порядка единиц наносекунд.

Автоколебательные и ждущие мультивибраторы можно собирать также на четырехслойных переключателях (динисторах или тиристорах).

На рис. 72, *а* приведена простая схема мультивибратора на одном динисторе, работающего в автоколебательном режиме. Необходимо, чтобы напряжение источника E было больше напряжения включения динистора $U_{вкл}$ и нагрузочная прямая пересекала характеристику динистора только в одной точке *А* на участке отрицательного сопротивления (рис. 72, *б*).

В течение времени t_1 динистор *Д* заперт и конденсатор C заряжается. Когда напряжение на динисторе достигнет $U_{вкл}$, динистор

отпирается и конденсатор разряжается через динистор и резистор R_2. Разряд продолжается в течение времени t_2, пока напряжение на динисторе не достигнет $U_{выкл}$. При этом динистор запирается, конденсатор C снова заряжается и т. д.

Если в схеме на рис. 72, *а* величину E выбрать меньше $U_{вкл}$ и увеличить величину R, то схема будет иметь одно устойчивое состояние, т. е. работать в ждущем режиме.

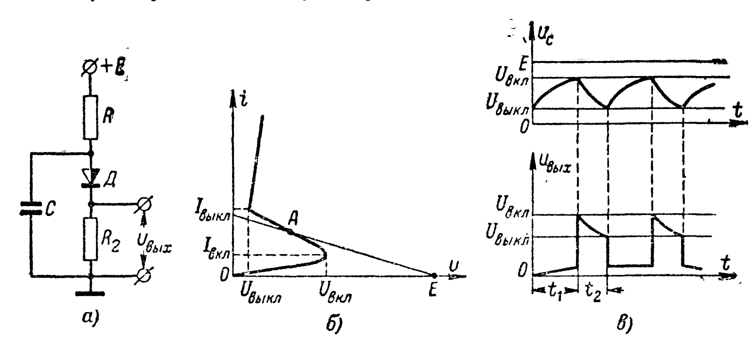


Рис. 72. Автоколебательный мультивибратор на динисторе.

а — схема; *б* — вольт-амперная характеристика; *б* — графики напряжений.

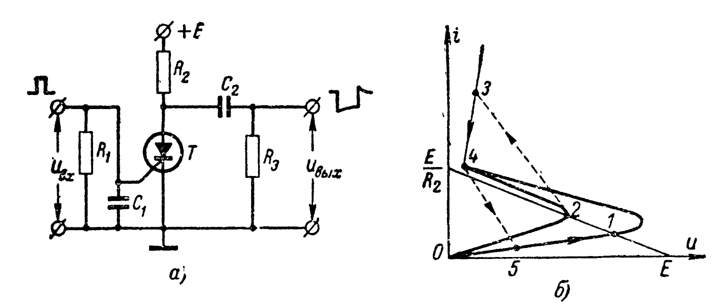


Рис. 73. Ждущий мультивибратор на тиристоре.

а — схема; *б* — вольт-амперная характеристика.

На рис. 73, *а* приведена простая схема ждущего мультивибратора на одном тиристоре.

Величины E и R_2 выбирают так, чтобы в исходном состоянии тиристор T был заперт и нагрузочная прямая пересекала характеристику в точке *1*. Когда на управляющий электрод подается положительный запускающий импульс, характеристика тиристора спрямляется и при достижении положения *2* рабочая точка быстро (скачком) переходит в положение *3*, т. е. тиристор отпирается. В этом режиме неустойчивого равновесия конденсатор C_2 разряжается и рабочая точка медленно смещается из точки *3* в точку *4*. В положении *4* происходит обратное опрокидывание схемы (рабочая точка

быстро переходит в положение 5) и тиристор запирается. Затем происходит восстановление исходного состояния — медленный заряд конденсатора C_2 и перемещение рабочей точки в положение 1.

Формирование фронта и среза выходного импульса происходит во время прямого и обратного опрокидываний схемы. Перемещение рабочей точки из положения 2 в положение 3 и из положения 4 в положение 5 (рис. 73, б) происходит по динамической характеристике, наклон которой определяется эквивалентным сопротивлением $R_э = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$. Так как $R_3 \ll R_2$, $R_э \approx R_3$.

Для получения более прямоугольной формы выходных импульсов в схемах мультивибраторов на четырехслойных переключателях вместо конденсаторов могут использоваться линии задержки.

30. МНОГОФАЗНЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

В автоматике и промышленной электронике возникает необходимость создания импульсных схем для получения последовательности сдвинутых по времени импульсов различной длительности и с различным периодом повторения. Этого можно достичь путем применения цепочки последовательно соединенных обычных мультивибраторов или других генераторов импульсов. Однако более экономично использовать многофазные мультивибраторы.

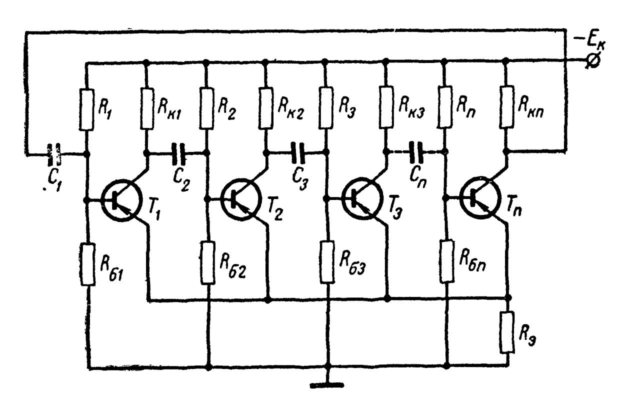


Рис. 74. Многофазный мультивибратор на транзисторах.

На рис. 74 приведена основная схема многофазного мультивибратора на транзисторах с эмиттерной положительной обратной связью путем включения резистора $R_э$, охватывающей все соединенные в виде кольца каскады схемы, число которых $n > 2$. В отличие от обычных (двухфазных) мультивибраторов здесь режим транзисторов должен быть таким, чтобы отпертый транзистор не насыщался, а работал в активном (усилительном) режиме (область 2 на рис. 11).

Рассмотрим работу схемы в автоколебательном режиме. Предположим, что в какой-либо момент времени в схеме произошло оче-

редное опрокидывание, в результате которого транзистор T_1 запирается, а транзистор T_2 отпирается. При этом все остальные транзисторы остаются в запертом состоянии вследствие падения напряжения на резисторе $R_э$, создаваемом отпертым транзистором. После скачка конденсатор C_2 заряжается от источника питания через резистор $R_{к1}$ и базовую цепь транзистора T_2, а конденсатор C_3 разряжается через коллекторную цепь транзистора T_2. При этом уменьшается коллекторный ток транзистора T_2 и одновременно увеличивается напряжение между базой и эмиттером транзистора T_3. Когда оно достигнет напряжения отпирания, транзистор T_3 отпирается и в части кольца, содержащей транзисторы T_2 и T_3, возникает лавинообразный процесс опрокидывания схемы, аналогичный обычному мультивибратору.

Затем при отпертом транзисторе T_3 и запертых всех остальных транзисторах заряжается конденсатор C_3 и разряжается C_4 и т. д.

В многофазном мультивибраторе число транзисторов и деталей вдвое меньше по сравнению с цепочкой обычных мультивибраторов с таким же числом выходов. Это объясняется тем, что в многофазном мультивибраторе каждый транзистор дважды участвует в процессе опрокидывания: при отпирании — с предыдущим транзистором и при запирании — с последующим.

Для создания в многофазном мультивибраторе ждущего режима на базу транзистора T_1 должно быть подано внешнее отпирающее смещение. При этом транзистор T_1 будет отперт, а все остальные заперты. Запускается схема путем подачи запирающего импульса на базу транзистора T_1.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ТРИГГЕРЫ

Триггерами называются импульсные схемы, имеющие два устойчивых состояния. Иногда их называют также спусковыми устройствами, релаксационными реле с двумя устойчивыми состояниями или реостатными спусковыми схемами.

В отличие от ждущих мультивибраторов, имеющих одно устойчивое состояние равновесия, триггер переходит в каждое новое состояние равновесия только после воздействия на него второго запускающего импульса, т. е. в триггере каждое из устойчивых состояний равновесия сохраняется до воздействия следующего запускающего импульса.

В схемах триггеров можно применять транзисторы, газоразрядные приборы, туннельные диоды, четырехслойные переключатели, магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса, а также электронные лампы.

Область применения триггеров весьма обширна. В электронных вычислительных машинах дискретного действия триггеры служат одними из основных элементов и выполняют функции запоминающих, счетных, пороговых и переключающих ячеек. Триггеры применяют также как делители частоты следования импульсов, для счета частиц или электрических сигналов, для безынерционного включения и выключения различных устройств, а также для автоматической отбраковки изделий, где триггер работает как сравнивающее устройство.

Контролируемый параметр (вес, размер, объем, уровень и др.) преобразуется в электрическое напряжение, которое подается на вход триггера. При превышении контролируемым параметром определенного уровня происходит переключение триггера, включается индикаторная лампа, указывающая на брак, или автомат, направляющий изделие в бункер брака.

31. ТРИГГЕРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ И ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

На рис. 75 приведены две основные схемы симметричного триггера на транзисторах *p-n-p*-типа: с внешним источником напряжения смещения $E_б$ (рис. 75, *а*) и с автоматическим смещением, создаваемым на общем эмиттерном резисторе $R_э$ (рис. 75, *б*).

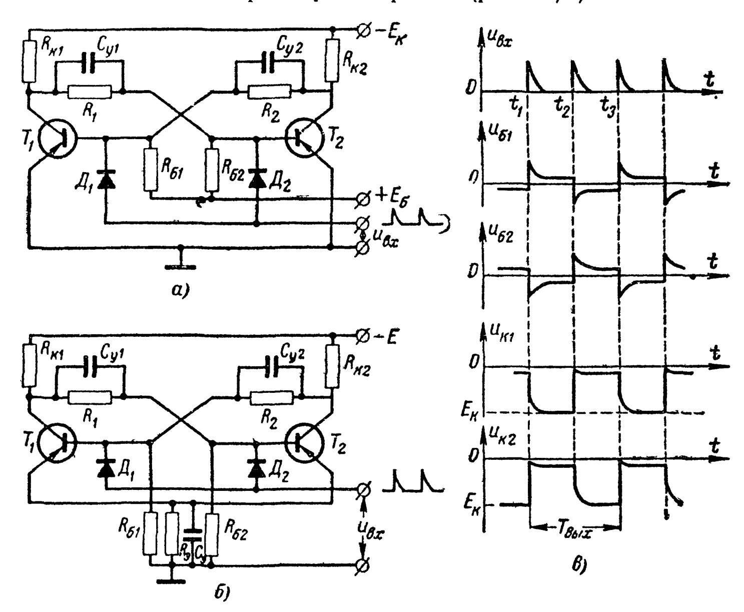


Рис. 75. Основные схемы симметричного триггера на транзисторах.
а — с внешним источником смещения; *б* — с автоматическим смещением; *в* — графики напряжений.

В отличие от основной схемы мультивибратора (рис. 63) здесь вместо конденсаторов связи C_1 и C_2 включены резисторы R_1 и R_2 и к базам обоих транзисторов приложено запирающее смещение.

Симметричный триггер можно рассматривать как двухкаскадный усилитель постоянного тока, у которого выход соединен со входом при помощи резистивного делителя напряжения. В процессе переброса изменение потенциала базы или коллектора одного из транзисторов приводит к дальнейшему изменению этого потенциала в том же направлении, т. е. процесс протекает лавинообразно и за-

канчивается полным запиранием одного из транзисторов и отпиранием другого. Это состояние до прихода следующего запускающего импульса устойчиво, так как из-за отсутствия емкостей в цепях связи потенциалы на базах остаются неизменными («ускоряющие» конденсаторы $C_{у1}$ и $C_{у2}$ емкостью сотен пикофарад, включенные для ускорения переходных процессов, заряжаются и разряжаются очень быстро).

Пусть в начальном устойчивом состоянии отперт, например, транзистор T_1. При этом напряжение на его коллекторе в режиме насыщения близко к нулю, поэтому на базу транзистора T_2 через делитель R_1, $R_{б2}$ подается положительное смещение, поддерживающее транзистор T_2 запертым.

В момент времени t_1 на схему подается положительный запирающий импульс, который через разделительные диоды $Д_1$ и $Д_2$ действует на базы обоих транзисторов. Воздействие положительного импульса на базу запертого транзистора T_2 не отразится на состоянии схемы, при подаче его на базу открытого транзистора T_1 уменьшается коллекторный ток транзистора T_1 и падение напряжения на резисторе $R_{к1}$. Отрицательный скачок напряжения $u_{к1}$ через цепь R_1, $C_{у1}$ передается на базу транзистора T_2 и отпирает его. Это вызывает увеличение потенциала коллектора T_2, которое через цепь R_2, $C_{у2}$ передается на базу транзистора T_1 и приводит к еще большему уменьшению его коллекторного тока, потенциала коллектора T_1 и базы T_2. Процесс уменьшения коллекторного тока транзистора T_1 и увеличения коллекторного тока транзистора T_2 развивается лавинообразно, пока транзистор T_1 запрется, T_2 полностью отопрется и схема перейдет во второе устойчивое состояние. В таком состоянии она находится до прихода следующего запускающего импульса в момент времени t_2. Этот импульс также подводится к базам обоих транзисторов, но действует только на отпертый транзистор T_2. При этом транзистор T_2 запирается, а транзистор T_1 отпирается. Следующий запускающий импульс в момент времени t_3 вызовет отпирание транзистора T_2 и запирание транзистора T_1 и т. д.

Быстродействие триггера характеризуется максимальной частотой повторения запускающих импульсов, при которой триггер еще четко срабатывает — без пропусков. Для триггеров на высокочастотных транзисторах она может достигать нескольких мегагерц.

Иногда быстродействие триггера характеризуют разрешающей способностью. Это величина, обратная минимальному временному интервалу между запускающими импульсами, при котором триггер еще надежно срабатывает.

Запускать триггер можно тремя способами:

1) импульсами одной полярности, подаваемыми поочередно на базы или коллекторы обоих транзисторов (раздельный запуск);

2) импульсами чередующейся полярности, подаваемыми на базу или коллектор одного транзистора;

3) импульсами одной полярности, подаваемыми одновременно на базы или коллекторы обоих транзисторов.

Третий способ, применяемый наиболее часто, был рассмотрен выше. Его называют *счетным запуском*, так как период колебаний на коллекторах транзисторов триггера $T_{вых}$ в 2 раза больше периода запускающих импульсов $T_{вх}$ (рис. 75). Поэтому счетный запуск используется в электронных вычислительных машинах и других импульсных схемах для деления частоты повторения импульсов в 2 раза.

Для более четкой работы триггера важно ослабить его связь с цепью запуска. Для этого запускающие импульсы подают через разделительные диоды $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 75).

При запуске триггера на базы предотвращается влияние запускающих импульсов на выходное напряжение, снимаемое с коллекторов.

Запуск триггера на базы и на коллекторы может происходить как положительными, так и отрицательными импульсами. Предпочтительно переключение триггера отпирающими импульсами (отрицательными для транзисторов *p-n-p*-типа и положительными — *n-p-n*-типа), так как для переключения транзистора триггера из отпертого состояния в запертое требуется бо̀льшая энергия, чем из запертого в отпертое.

В схемах на рис. 75 сопротивления резисторов в цепи коллекторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ берут порядка 1—3 *ком*, а R_1, R_2, $R_{б1}$ и $R_{б2}$ — порядка 5—12 *ком.*

Тип транзистора для схемы триггера выбирают по заданному перепаду напряжения на коллекторах $U_{к.макс}$. Напряжение источника питания коллекторных цепей $E_к$ должно быть примерно

$$E_к \approx (1{,}1 \div 1{,}5)\, U_{к.макс}.$$

Поэтому выбранный тип транзистора должен иметь допустимое коллекторное напряжение, не меньшее $E_к$.

Для получения заданного быстродействия триггера граничная частота $f_{гр}$ транзисторов должна превосходить частоту повторения запускающих импульсов примерно в 1,5 раза при раздельном запуске триггера и в 3 раза при счетном запуске.

Напряжение смещения на базах транзисторов $E_б$, создающееся на резисторе $R_э$ током эмиттера отпертого транзистора или подаваемое от внешнего источника смещения, выбирают в пределах 1—2 *в*. При меньших значениях $E_б$ триггер работает нестабильно, а при больших значениях уменьшается его быстродействие.

Величину $R_к$ можно рассчитать по формуле

$$R_к = (0{,}05 \div 0{,}1)\, \frac{E_к}{I_{к\,0\,макс}},$$

где $I_{к0\,макс}$ — максимальный обратный ток коллектора (выбирают по справочнику).

Зная $R_к$, находим $R_э$ по формуле

$$R_э \approx R_к \frac{E_б}{E_к}.$$

Емкость $C_э$, улучшающая фронты выходных импульсов, должна быть примерно 0,1—0,5 *мкф*.

Пример. Нужно получить перепад напряжения на коллекторах триггера $U_{к.макс} = 10$ *в*. Выбираем импульсный транзистор П42, имеющий допустимое коллекторное напряжение $E_к = 1{,}5\ U_{к.макс} = 1{,}5 \times 10 = 15$ *в*. Для него $I_{к0\,макс} = 0{,}5$ *ма*.

Тогда

$$R_к = 0{,}1\, \frac{E_к}{I_{к\,0\,макс}} = 0{,}1\, \frac{15}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 1\,500\ ом = 1{,}5\ ком;$$

$$R_э = R_к \frac{E_б}{E_к} = 1\,500 \frac{2}{15} = 200 \text{ ом}.$$

На рис. 76 приведена схема симметричного триггера на двойном триоде с автоматическим смещением и счетным запуском на сетки через разделительные диоды $Д_1$ и $Д_2$. На схеме указаны примерные номиналы элементов.

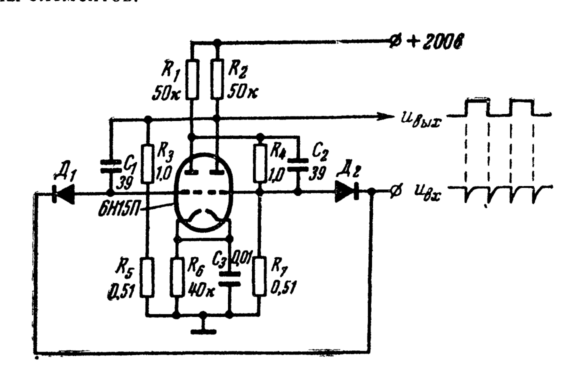


Рис. 76. Счетный запуск триггера через разделительные диоды импульсами отрицательной полярности.

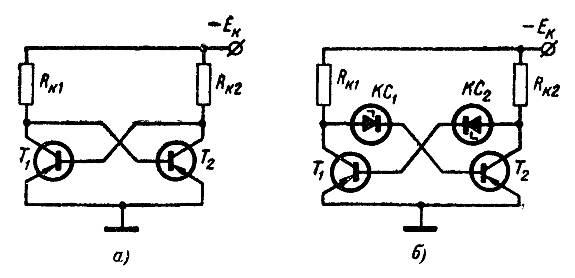


Рис. 77. Триггеры на транзисторах.

а — с непосредственной связью; *б* — с коллекторно-базовыми связями через кремниевые стабилитроны

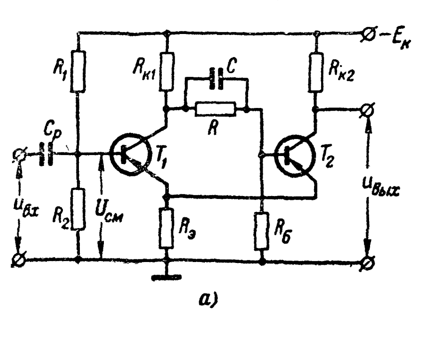
При выборе лампы для триггера необходимо учитывать, что чем больше ее добротность (отношение крутизны характеристики к суммарной паразитной емкости лампы), тем выше быстродействие триггера, меньше время его переключения.

Триггер на лампах может запускаться и положительными импульсами, но он более чувствителен к отрицательным импульсам.

На рис. 77, *а* приведена наиболее простая схема триггера на транзисторах с непосредственной связью базовых и коллекторных цепей. В ламповой схеме такую связь осуществить невозможно, так как схема имела бы только одно устойчивое состояние (обе лампы

отперты). В схеме на транзисторах напряжение на коллекторе отпертого транзистора почти равно нулю и поэтому второй транзистор заперт. Недостаток схемы состоит в малой устойчивости работы при изменении температуры.

Практически быстродействие триггера ограничено задержкой времени перехода транзистора из отпертого состояния в запертое, когда



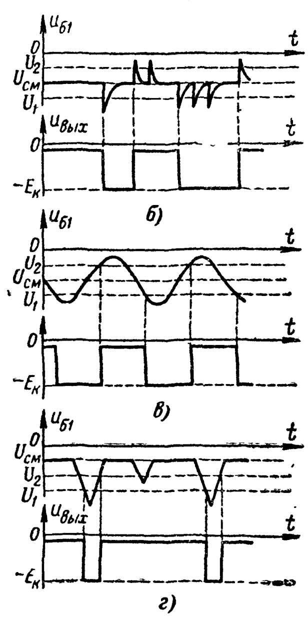


Рис. 78. Несимметричный триггер с эмиттерной связью.

а — схема; *б* — графики напряжений при работе триггера как элемента памяти; *в* — графики напряжений при работе триггера как формирователя импульсов; *г* — графики напряжений при работе триггера как сравнивающего устройства.

рассасываются носители в базе насыщенного транзистора. Поэтому стараются избежать глубокого насыщения коллекторного тока.

При использовании в качестве элементов связи кремниевых стабилитронов KC_1 и KC_2 (Д808—Д811, Д813), включенных в направлении обратного пропускания тока, глубокое насыщение транзисторов исключается (рис. 77, *б*).

В гл. 2 было показано, что в широком диапазоне токов напряжение на кремниевом стабилитроне, включенном в обратном направлении, практически постоянно и равно E_0. Поэтому ток базы отпертого транзистора не превышает величины

$$i_б = \frac{E_к - E_0}{R_к},$$

где $E_к$ — напряжение питания коллектора; $R_к$ — сопротивление резистора в цепи коллектора.

Выходное напряжение, снимаемое с коллектора, имеет амплитуду, примерно равную E_0, лежащую в зависимости от типа стабилитрона в пределах 7—14 *в*.

Кроме симметричных триггеров, в импульсной технике часто применяют также несимметричные триггеры (схемы Шмитта). К ним

относятся триггеры с эмиттерной связью на транзисторах (с катодной связью на электронных лампах) и с дополнительной симметрией (на транзисторах *p-n-p-* и *n-p-n*-типов).

Несимметричные триггеры широко применяют в импульсных устройствах и устройствах автоматики как электронные реле уровня (как пороговые элементы), так как с их помощью фиксируется момент достижения определенного уровня плавно изменяющимся входным напряжением. Их применяют также для сравнения импульсов напряжения по амплитуде и для формирования напряжения прямоугольной формы из синусоидального напряжения.

На рис. 78, *а* приведена схема несимметричного триггера с эмиттерной связью. В исходном состоянии транзистор T_2 отперт. Его эмиттерный ток создает падение напряжения на резисторе $R_э$, поддерживающее транзистор T_1 в запертом состоянии. При подаче на базу транзистора T_1 отрицательного запускающего импульса транзистор T_1 отпирается. Отрицательное напряжение на его коллекторе и на базе T_2 уменьшается. Поэтому уменьшится ток через транзистор T_2 и падение напряжения на резисторе $R_э$. Транзистор T_1 еще более отпирается и развивается лавинообразный процесс нарастания тока транзистора T_1 и спадания тока транзистора T_2, пока T_1 не отопрется, а T_2 запрется. Схема находится в этом состоянии до тех пор, пока амплитуда входного импульса не уменьшится до порога срабатывания, после чего схема возвращается в исходное состояние.

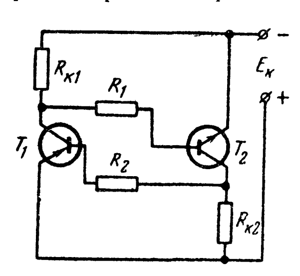


Рис. 79. Триггер с дополнительной симметрией.

Для несимметричного триггера характерно явление гистерезиса: уровень входного напряжения U_2, при котором триггер возвращается в исходное состояние, несколько ниже, чем уровень (порог) срабатывания U_1.

Если начальное смещение $U_{см}$, создаваемое делителем R_1, R_2 (рис. 78, *а*), выбрано в середине петли гистерезиса ($U_2 < U_{см} < U_1$), то при подаче на вход схемы разнополярных импульсов (рис. 78, *б*) триггер будет работать как элемент памяти, запоминающий полярность первого из серии входных импульсов, вызвавшего его опрокидывание. Если на вход схемы подается напряжение синусоидальной формы (рис. 78, *в*), то триггер работает как формирователь импульсов и на его выходе образуется напряжение прямоугольной формы. При выборе начального смещения $U_{см}$ вне петли гистерезиса (рис. 78, *г*) триггер работает как сравнивающее устройство (амплитудный дискриминатор).

Счетный запуск несимметричного триггера не применяют, так как запускающий импульс усиливается отпертым транзистором с переменой полярности и компенсирует запускающий импульс на базе запертого транзистора.

В несимметричном триггере выходное напряжение снимается с коллектора транзистора T_2, не связанного с цепью обратной связи. Поэтому нагрузка не влияет на процессы в триггере и длительность перепадов выходных импульсов меньше, чем в симметричном триггере.

На рис. 79 показана схема триггера с дополнительной симметрией, в которой транзистор T_1 *p-n-p*-типа, а транзистор T_2 *n-p-n*-типа.

Триггер характерен тем, что в одном устойчивом состоянии оба транзистора заперты, а в другом — отперты. Поэтому в закрытом состоянии триггер не потребляет энергии от источника питания.

32. ТРИГГЕРЫ НА ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРАХ

На тиратронах тлеющего разряда могут быть собраны простые схемы триггеров. Триггером может служить и один тиратрон, имеющий два состояния устойчивого равновесия, однако он критичен к изменению питающих напряжений и параметров входных импульсов. Поэтому чаще всего применяют триггеры на двух тиратронах с

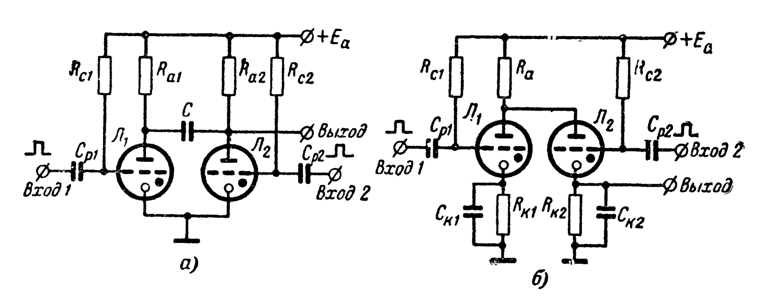


Рис. 80. Триггеры на тиратронах тлеющего разряда.

а — схема с опрокидывающим конденсатором в цепи анода; *б* — схема с общим анодным резистором.

опрокидывающим конденсатором (в цепи анода или катода) и с общим анодным резистором. Триггер может запускаться как на раздельные входы, так и на общий (счетный) вход.

На рис. 80, *а* приведена схема с опрокидывающим конденсатором в цепи анода и с раздельным запуском.

Пусть в исходном состоянии горит тиратрон $Л_1$, а тиратрон $Л_2$ погашен. Конденсатор C заряжен до напряжения, близкого к $E_а$.

Положительный запускающий импульс, поданный на сетку тиратрона $Л_2$ (*Вход 2*), зажигает тиратрон, и напряжение на его аноде резко падает. Конденсатор C начинает перезаряжаться через тиратрон $Л_2$, источник питания и резистор $R_{а1}$. При этом напряжение на аноде тиратрона $Л_1$ падает и тиратрон гаснет. Затем напряжение на аноде тиратрона $Л_1$ постепенно устанавливается равным $E_а$ и конденсатор C оказывается перезаряженным. Это второе устойчивое состояние сохраняется до подачи положительного запускающего импульса на сетку тиратрона $Л_1$ (*Вход 1*).

Пусть в схеме с общим анодным резистором $R_а$ (рис. 80, *б*) в исходном состоянии горит тиратрон $Л_1$, а тиратрон $Л_2$ погашен. При этом заряжен конденсатор $C_{к1}$ и разряжен конденсатор $C_{к2}$. При подаче на *Вход 2* положительного запускающего импульса тиратрон $Л_2$ зажигается. Потенциал анодов тиратронов снижается, и тиратрон $Л_1$ гаснет, так как разность потенциалов между его анодом и ка-

тодом (заряженным конденсатором $C_{к1}$) недостаточна для горения тиратрона. Затем постепенно заряжается конденсатор $C_{к2}$ и напряжение на анодах устанавливается равным первоначальному. Во втором устойчивом состоянии схема находится до подачи запускающего импульса на *Вход 1*.

33. ТРИГГЕРЫ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

В гл. 2 было показано, что нагрузочная прямая туннельного диода может пересекать его вольт-амперную характеристику в трех точках, из которых две соответствуют устойчивым состояниям. Перевод схемы из одного устойчивого состояния к другому под влиянием внешнего запускающего импульса происходит скачком. Используя это свойство туннельных диодов, можно собрать быстродействующие триггеры на одном или двух туннельных диодах.

На рис. 81 приведена простая схема триггера на одном туннельном диоде. Сопротивление нагрузочного резистора R_1 должно быть

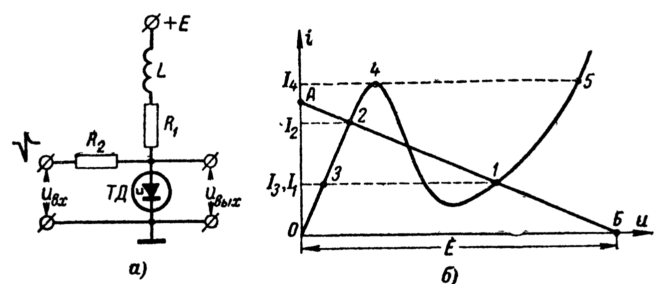


Рис. 81. Триггер на одном туннельном диоде.

а — схема; *б* — вольт-амперная характеристика.

такой величины, чтобы нагрузочная прямая *АБ* пересекала вольт-амперную характеристику в трех точках. Последовательно в цепь питания включена также индуктивность *L*.

Запускающий импульс тока должен иметь выбросы двойной полярности — сначала отрицательный, а затем — положительный. Такой импульс может быть легко получен путем дифференцирования прямоугольного импульса.

Если рабочая точка первоначально находится в положении *1*, соответствующем устойчивому состоянию с более высоким напряжением, то отрицательный запускающий импульс за счет тока от источника запускающих импульсов переводит схему на нижний сгиб характеристики, а затем скачком на ее восходящую ветвь с более низким напряжением (в точку *3*). При этом ток I_3 сохраняется в этот момент равным I_1, так как ток через индуктивность мгновенно измениться не может. Для того чтобы предотвратить обратное переключение схемы в состояние с высоким напряжением, амплитуда положительного выброса должна быть меньше чем $I_4—I_3$.

После окончания запускающего импульса ток через индуктивность *L* постепенно увеличивается и рабочая точка достигает положения *2*, соответствующего второму состоянию устойчивого равновесия.

Следующий отрицательный запускающий импульс тока не изменит состояние схемы, но выброс положительной полярности перебросит ее в устойчивое состояние с высоким напряжением. Для этого амплитуда положительного выброса должна быть больше чем $I_4—I_2$. Тогда ток через диод превысит максимальный уровень I_4 и рабочая точка скачком перейдет на восходящую ветвь характеристики с более высоким напряжением (точка *5*). После импульса ток через индуктивность снизится до значения I_1 и схема будет находиться в положении *1* до следующего запускающего импульса.

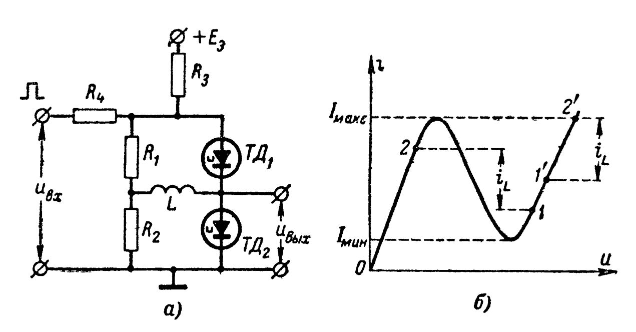


Рис. 82. Триггер на двух туннельных диодах.

а — схема; *б* — вольт-амперная характеристика.

Практически значительно чаще применяют схемы триггеров на двух туннельных диодах, а также в сочетании с другими полупроводниковыми приборами, обычно — транзисторами.

На рис. 82, *а* приведена схема триггера, представляющая собой мост, плечи которого образуют два туннельных диода $ТД_1$, $ТД_2$ и два резистора R_1, R_2, а в одну из диагоналей включена индуктивность L. Схема может применяться как при раздельном, так и счетном запусках.

Пусть в исходном состоянии рабочая точка одного из туннельных диодов (например, $ТД_1$) находится в точке *2* (рис. 82, *б*), а другого — в точке *1*. Через индуктивность L протекает ток i_L, равный разности токов туннельных диодов.

Положительный запускающий импульс вызывает увеличение токов через туннельные диоды, и рабочая точка $ТД_1$, достигнув значения $I_{макс}$, переходит на правую ветвь характеристики в положение *2′*. Так как ток i_L мгновенно измениться не может, рабочие точки *2′* и *1′* сдвинуты также на величину i_L. После окончания запускающего импульса токи обоих туннельных диодов уменьшаются и рабочая точка $ТД_2$, достигнув значения $I_{мин}$, переходит на левую ветвь характеристики. В результате переключения рабочие точки туннельных диодов меняются местами.

Схема может переключаться импульсами любой полярности. Отрицательный запускающий импульс (запуск в обратном направлении) переводит обе рабочие точки на левую ветвь характеристики, а после его окончания рабочие точки туннельных диодов также меняются местами.

34. ТРИГГЕРЫ НА ЧЕТЫРЕХСЛОЙНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯХ

Триггеры могут быть собраны как на одном, так и на двух динисторах или тиристорах.

В гл. 2 было показано, что если нагрузочная прямая пересекает характеристику динистора в трех точках (рис. 13, *в*), то две точки (*в* и *д*) устойчивые и схема может обладать двумя состояниями устойчивого равновесия.

На рис. 83, *а* приведена схема триггера на одном динисторе $Д_1$ с одним входом. Запуск схемы происходит отрицательными импульсами. В исходном состоянии динистор находится в состоянии низкой

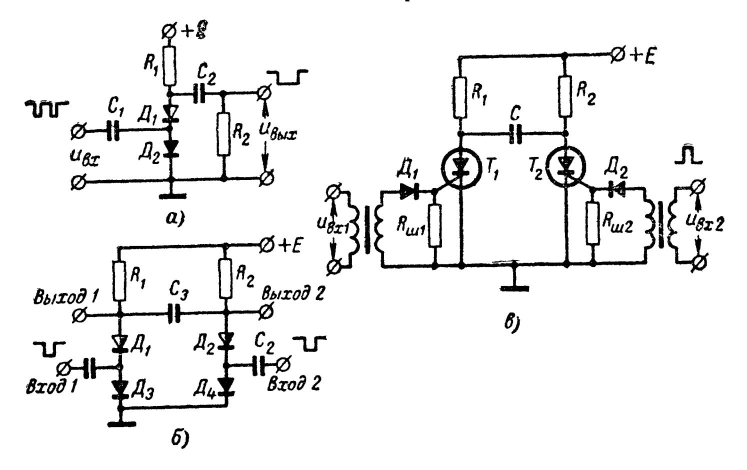


Рис. 83. Триггеры на четырехслойных переключателях.

а — на одном динисторе; *б* — на двух динисторах; *в* — на двух тиристорах.

проводимости (точка *в* на рис. 13, *в*) и конденсатор C_2 заряжен. Первый запускающий импульс включает динистор, который переходит во второе устойчивое состояние высокой проводимости (точка *д* на рис. 13, *в*). Потенциал на его аноде падает и конденсатор C_2 разряжается. Второй запускающий импульс перезаряжает конденсатор C_2 через насыщенный динистор, а в момент окончания импульса на анод динистора прикладывается отрицательный потенциал с конденсатора C_2, заряд неосновных носителей рассасывается и динистор переходит в исходное устойчивое состояние.

На рис. 83, *б* приведена схема триггера на двух динисторах $Д_1$ и $Д_2$ с раздельными входами. Между анодами динисторов включен коммутирующий конденсатор C_3.

Если в исходном состоянии оба динистора находятся в состоянии низкой проводимости, то напряжение на конденсаторе C_3 примерно равно нулю. При поступлении на один из входов, например *Вход 1*, отрицательного импульса динистор $Д_1$ переключается в состояние высокой проводимости Конденсатор C_3 заряжается через резистор R_2 и динистор $Д_1$ примерно до напряжения источника пита-

ния E. Переключение триггера во второе устойчивое состояние происходит отрицательным импульсом, подаваемым на *Вход 2*. При этом динистор $Д_2$ включается, динистор $Д_1$ выключается и конденсатор C_3 перезаряжается через резистор R_1 и динистор $Д_2$.

На рис. 83, *в* приведена схема триггера на двух тиристорах с раздельным запуском через импульсные трансформаторы, служащие для развязывания входных цепей. Схема работает так же, как и схема на двух динисторах (рис. 83, *б*), но запуск схемы происходит путем подачи импульсов на управляющие электроды тиристоров.

35. ЭЛЕКТРОННЫЕ СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

Электронные счетчики импульсов имеют высокое быстродействие и позволяют считать сотни тысяч и миллионы импульсов в секунду. Быстродействие счетчика характеризуется разрешающей способностью — величиной, обратной времени восстановления схемы счетчика, в течение которого он успевает подготовиться к счету очередного импульса. Если на счетчик поступают два импульса с интервалом между ними меньшим, чем время восстановления схемы, то второй импульс не будет зарегистрирован счетчиком. Возникает так называемый просчет схемы, т. е. потеря импульса при счете.

Пересчетные схемы служат одной из основных частей электронных цифровых вычислительных машин. В ядерной физике электронными счетчиками импульсов определяют количество элементарных частиц за определенные промежутки времени. Электронные счетчики импульсов также широко применяют в промышленности для непосредственного подсчета с большой скоростью различных предметов или явлений; при этом счетчик регистрирует соответствующие им электрические сигналы. Это осуществимо, например, с помощью фотоэлементов и источника света, луч от которого прерывается подсчитываемыми предметами, движущимися на конвейере.

В электронных счетных устройствах регистрация результатов счета происходит или электромеханическими счетчиками или специальными индикаторными устройствами (цифровые лампы, неоновые лампы, лампы накаливания, электроннолучевые трубки и др.). Электронный счетчик делит частоту повторения входных импульсов в определенное число раз, называемое коэффициентом деления (пересчета). Если коэффициент пересчета достаточно велик, то частота следования выходных импульсов будет небольшой и они могут быть подсчитаны электромеханическим счетчиком.

В пересчетных схемах для регистрации числа импульсов применяют обычно десятичную или двоичную систему счисления. Большинство электронных счетчиков импульсов выполняют на основе двоичных (бинарных) ячеек, собранных на транзисторах, туннельных диодах, газоразрядных приборах, четырехслойных переключателях, электронных лампах или магнитных элементах. Пересчетные устройства выполняют также на специальных многоэлектродных электровакуумных приборах — трохотронах и газоразрядных приборах — декатронах.

Рассмотрим принципы построения и основные схемы счетчиков на двоичных ячейках, в качестве которых обычно применяют триггеры.

Обозначим одно из двух состояний равновесия триггера через 0, а другое через 1. Будем считать, что ячейка (триггер) находится в состоянии 0, если правый (по схеме) транзистор (или другой эле-

мент) триггера, с которого снимается сигнал, находится в отпертом состоянии и напряжение на его коллекторе низкое. Ячейка (триггер) будет находиться в состоянии 1, если правый (выходной) транзистор заперт и напряжение на его коллекторе высокое.

На рис. 84, *а* приведено условное обозначение счетчика, состоящего из четырех последовательно соединенных триггерных двоичных ячеек B_1, B_2, B_3 и B_4, а на рис. 84, *б* — графики напряжений на коллекторах выходных транзисторов каждой ячейки при подаче на счетчик 16 входных импульсов.

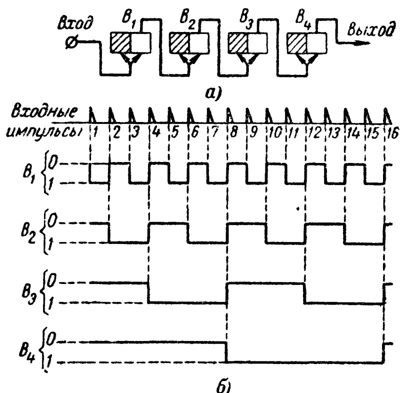


Рис. 84. Условное обозначение счетчика импульсов, состоящего из четырех последовательно соединенных двоичных ячеек (*а*), и графики выходных напряжений ячеек (*б*).

До подачи первого входного импульса все ячейки должны находиться в состоянии 0. Это достигается, например, кратковременным размыканием кнопки, вызывающей отпирание правых транзисторов каждого триггера и запирание левых транзисторов. Для возвращения триггеров счетчика в состояние 0 может также подаваться импульс на общую шину гашения, соединенную с базами левых транзисторов всех триггеров.

В двоичных ячейках применяют счетный запуск триггеров. Входные импульсы подают на первую ячейку B_1. Выходные импульсы первой ячейки дифференцируются и подаются на вход второй ячейки B_2 и т. д. Импульсы на следующую ячейку обычно подают через разделительные диоды, поэтому триггер следующей ячейки перебрасывается от импульсов или от перепадов напряжения определенной полярности, снимаемых с предыдущей ячейки (положительных для транзисторов *p-n-p*-типа).

Первый входной импульс перебрасывает ячейку B_1 из состояния 0 в состояние 1. При этом на ее выходе образуется отрицательный перепад напряжения, который не действует на ячейку B_2. Второй входной импульс возвращает ячейку B_1 в состояние 0. К ячейке B_2 при этом поступает положительный перепад напряжения, который перебрасывает ее из состояния 0 в состояние 1. Аналогично происходит переброс и следующих ячеек. Таким образом, ячейка B_1 перебрасывается от каждого входного импульса, а переброс каждой последующей ячейки происходит только тогда, когда предыдущая ячейка перебрасывается из состояния 1 в состояние 0.

Если в исходном состоянии все ячейки находились в состоянии 0, то вторая ячейка B_2 окажется в состоянии 1, когда на вход схемы поступят два импульса, так как именно второй импульс вызывает опрокидывание ячейки B_1 из состояния 1 в состояние 0. Значит, двоичная ячейка делит на два все поступающие на ее вход импульсы.

Счетчик из четырех двоичных ячеек делит в $2^4=16$ раз, т. е. один выходной импульс появляется на выходе счетчика при поступлении на его вход 16 импульсов. Счетчик, состоящий из n двоичных ячеек, имеет коэффициент деления, равный 2^n.

Счетчик, составленный из двоичных (бинарных) ячеек, считает число импульсов в двоичной системе счисления, в которой для записи любого числа требуются только две цифры — 0 и 1. В двоичной системе цифры 0 и 1 представляют собой коэффициенты при степенях основания 2, а не основания 10, как в десятичной системе. Так, например число 12 записывается в двоичной системе как 1100, так как $1100=1\times2^3+1\times2^2+0\times2^1+0\times2^0=8+4+0+0=12$ (в десятичной системе).

Из графиков на рис. 84, *б* видно, что при подаче любого числа входных импульсов состояние ячеек соответствует этому числу. Состояние ячейки B_1 соответствует значению первого (низшего) разряда двоичного числа, состояние ячейки B_2 — значению второго разряда и т. д. Поэтому схема на рис. 84, *а* представляет собой четырехразрядный двоичный счетчик, имеющий 16 различных состояний и коэффициент пересчета $2^4=16$. После поступления 16 входных импульсов счетчик выдает один импульс на выходе и возвращается в исходное состояние. При добавлении к счетчику новых ячеек его коэффициент пересчета и число состояний соответственно увеличиваются и могут быть сколь угодно велики.

Индикаторные элементы, подключенные к ячейкам B_1, B_2, B_3 и B_4 обозначают цифрами 1, 2, 4 и 8. Для определения числа входных импульсов нужно определить, какие индикаторные элементы «зажжены», и сложить соответствующие цифры. Например если «горят» индикаторные элементы ячеек B_4, B_2 и B_1, то на счетчик подано $8+2+1=11$ входных импульсов.

Часто бывает необходимо регистрировать число импульсов в десятичной системе счисления. Для этого применяют десятичные (декадные) счетчики, состоящие из двоичных ячеек с цепями обратной связи последующих ячеек с предыдущими. Применение обратных связей позволяет построить счетчик с любой системой счисления, но значительно снижает его быстродействие.

На рис. 85 приведена схема десятичного (декадного) счетчика на транзисторах, состоящего из четырех триггерных двоичных ячеек B_1, B_2, B_3, B_4 и цепи обратной связи с четвертой ячейки на вторую и третью. В цепи обратной связи включен двухкаскадный усилитель на транзисторах T_9 и T_{10}.

В исходное состояние счетчик приводят нажатием кнопки *К*. При этом правые транзисторы всех триггерных ячеек отпираются, а левые запираются, т. е. все ячейки будут находиться в состоянии 0. При подаче на вход счетчика первого отрицательного импульса ячейка B_1 перебрасывается из состояния 0 в состояние 1. На счетчик могут подаваться и положительные входные импульсы, тогда диоды $Д_1$ и $Д_2$ следует включать в противоположной полярности.

При запирании правого (выходного) транзистора каждой ячейки на его коллекторе образуется отрицательный перепад напряжения. Этот перепад напряжения не должен вызывать опрокидывания следующей ячейки, поэтому диоды в цепях запуска следующих ячеек включены так, чтобы не пропускать отрицательный перепад напряжения.

Второй входной импульс возвращает ячейку B_1 из состояния 1 в состояние 0. К ячейке B_2 при этом поступает положительный пере-

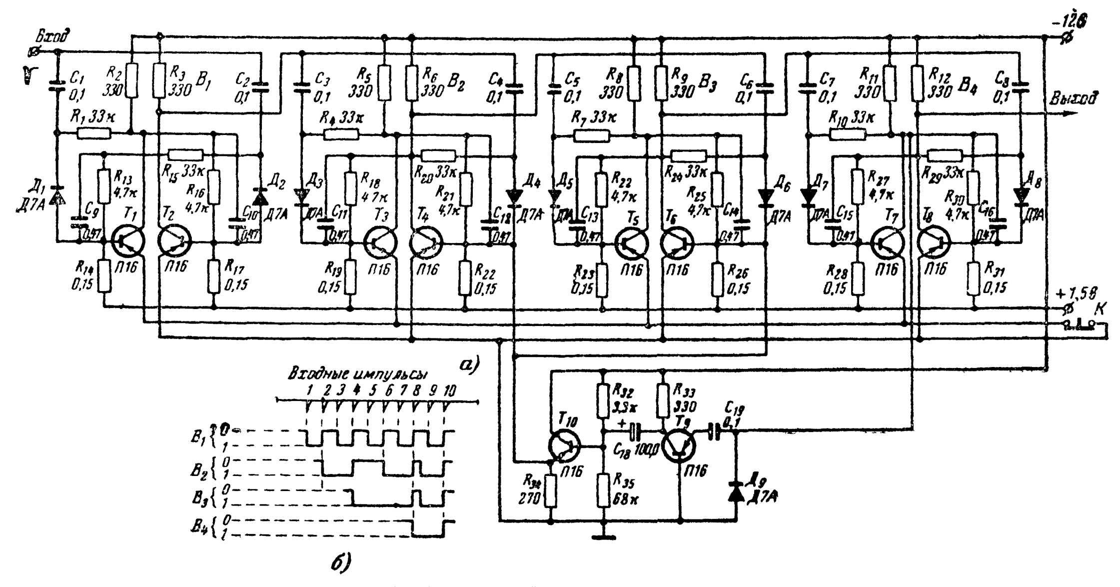


Рис. 85. Десятичный счетчик на транзисторах.

а — схема; *б* — графики напряжений на коллекторах выходных транзисторов ячеек.

пад напряжения, который перебрасывает ее из состояния 0 в состояние 1. Переброс следующих ячеек до восьмого входного импульса происходит аналогично обычному счетчику с двоичной системой счисления.

При поступлении восьмого входного импульса опрокидывается четвертая ячейка B_4. Положительный перепад напряжения, возникающий на коллекторе ее транзистора T_7, подается на усилитель цепи обратной связи, первый каскад которого собран на транзисторе T_9 по схеме с общей базой, а второй каскад — на транзисторе T_{10} по

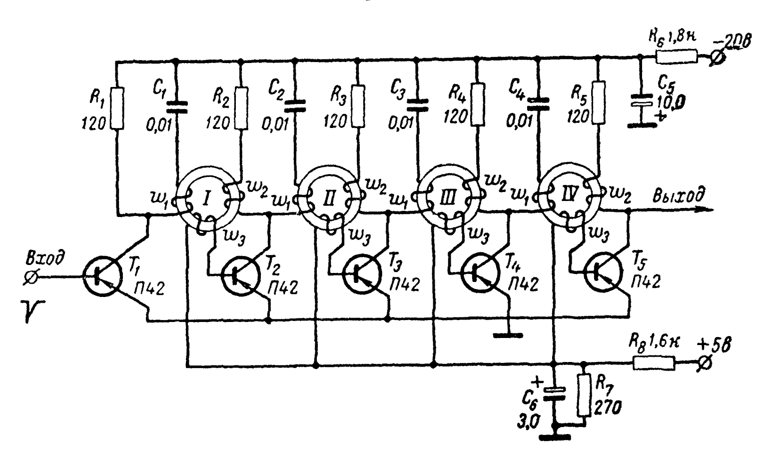


Рис. 86. Счетчик импульсов на двоичных феррит-транзисторных ячейках.

схеме эмиттерного повторителя. Усилитель применен для более надежного опрокидывания ячеек B_2 и B_3. Положительный импульс с выхода усилителя, имеющий некоторое запаздывание относительно восьмого входного импульса, подается на базы транзисторов T_4 и T_6 второй и третьей ячеек счетчика. При этом транзисторы T_4 и T_6 запираются, а транзисторы T_3 и T_5 отпираются. Следовательно, вторая и третья ячейки перебрасываются импульсами, поступающими по цепи обратной связи, из состояния 0 в состояние 1. Затем счет продолжается и после прихода десятого входного импульса все ячейки снова оказываются в состоянии 0, т. е. в исходном состоянии.

После прихода восьмого входного импульса и до начала действия обратной связи состояние цепи двоичных ячеек соответствует числу 1000 (8 в десятичной системе). Обратная связь на ячейку B_2 вызывает ее дополнительное опрокидывание, в результате чего счет продвигается на $2^1=2$. Обратная связь на ячейку B_3 продвигает счет на $2^2=4$. Цепи обратной связи на обе ячейки продвигают счет на $2+4=6$. Поэтому схема счетчика начинает новый цикл счета после 10-го входного импульса, а не после 16-го, как в обычном счетчике из четырех двоичных ячеек.

Для построения счетчиков импульсов применяют также двоичные феррит-диодные и феррит-транзисторные ячейки на сердечниках

с прямоугольной петлей гистерезиса. Ферритовый сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса имеет два состояния насыщения, одно из которых принимается за 0, а второе — за 1.

На рис. 86 показана схема счетчика, состоящего из четырех двоичных феррит-транзисторных ячеек с тремя обмотками на каждом сердечнике. В качестве сердечников здесь могут применяться, например, ферритовые кольца ВТ-2 диаметром 3 *мм*.

До подачи входных импульсов все сердечники находятся в состоянии 0, транзисторы T_1—T_4 заперты и конденсаторы C_1—C_5 разряжены. Первый входной отрицательный импульс, имеющий амплитуду примерно 8 *в*, подается на базу транзистора T_1 и отпирает его. Конденсатор C_1 быстро заряжается коллекторным током через обмотку w_1, включенную так, что зарядный ток конденсатора не изменяет магнитного состояния сердечника. В интервале между первым и вторым входными импульсами транзистор T_1 заперт, а конденсатор C_1 медленно разряжается через обмотку w_1 и резистор R_1. Разрядный ток, протекая через обмотку w_1 в противоположном направлении, перемагничивает сердечник в состояние 1. При этом в обмотке w_3 индуктируется небольшой положительный импульс и транзистор T_2 остается запертым.

Второй входной импульс снова отпирает транзистор T_1, и конденсатор C_1 быстро заряжается, но так как сердечник *I* до прихода второго входного импульса находится в состоянии 1, то зарядный ток перемагничивает его в состояние 0. При этом в обмотке w_3 индуктируется отрицательный импульс, открывающий транзистор T_2, и конденсатор C_2 быстро заряжается коллекторным током транзистора T_2. Зарядный ток конденсатора C_2 не меняет магнитного состояния сердечника *II*, и поэтому транзистор T_3 остается запертым.

В интервале между вторым и третьим импульсами конденсаторы C_1 и C_2 разряжаются. Ток разряда конденсатора C_2, протекая через обмотку w_1 сердечника *II*, перемагничивает сердечник *II* в состояние 1. Одновременно ток разряда конденсатора C_2 протекает и через обмотку w_2 сердечника *I*. Из-за равенства разрядных токов конденсаторов C_1 и C_2, а также из-за встречного включения равных по количеству витков обмоток w_1 и w_2 магнитное состояние сердечника *I* остается неизменным (0).

Третий входной импульс действует на сердечник *I* точно так же, как и первый. Таким образом, каждая ячейка осуществляет деление на два, продвигая состояние 1 на следующую ячейку через один импульс на ее входе (через такт).

Феррит-транзисторные счетчики импульсов экономичнее, чем триггерные на транзисторах, так как в них транзисторы отпираются только на небольшое время действия входных импульсов. Феррит-транзисторные счетчики имеют высокую стабильность и устойчиво работают при изменении питающего напряжения в пределах ±20—30% и при изменении окружающей температуры от —40 до +70° С.

Быстродействующие счетчики импульсов выполняют также на двоичных триггерных ячейках, собранных на туннельных диодах или в виде гибридных схем. На рис. 87 приведена схема счетчика, имеющего две туннельно-транзисторные ячейки. Ячейка состоит из триггера на двух туннельных диодах, включенных по мостовой схеме.

Транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, служит для развязывания ячеек и усиления запускающих импульсов, подаваемых на следующую ячейку.

Счетчики импульсов можно выполнять также на двоичных триггерных ячейках, собранных на четырехслойных переключающих приборах (динисторах и тиристорах).

При сравнительно небольшой частоте повторения входных импульсов (до нескольких килогерц) двоичные ячейки можно собирать также на газоразрядных приборах с холодным катодом.

Декадные счетчики на двоичных ячейках содержат в каждой декаде четыре двоичных ячейки. Часто более экономичными оказываются декадные счетчики на декатронах и кольцевых трохотронах.

На рис. 88, *а* приведена конструкция декатрона, а на рис. 88, *б* — электрическая схема его включения и запуска. Декатрон состоит из

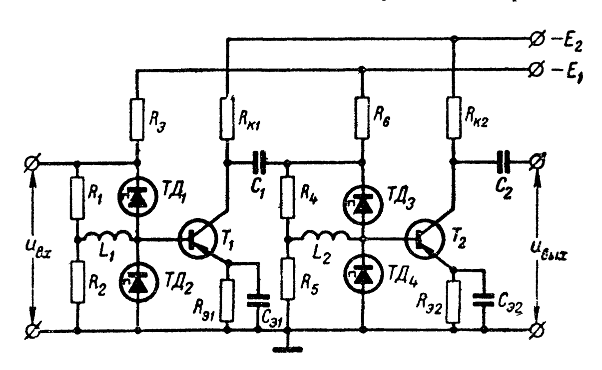


Рис. 87. Счетчик импульсов на туннельно-транзисторных ячейках.

центрального анода, окруженного 30 электродами — штырьками, соединенными шинами в три группы. К одной шине присоединены девять индикаторных катодов *ИК*. Один из катодов имеет отдельный вывод и называется нулевым индикаторным катодом *НИК*. Ко второй шине присоединены 10 подкатодов первой группы *1ПК* и к третьей шине — 10 подкатодов второй группы *2ПК*. Между каждыми двумя индикаторными катодами имеется по два подкатода. Стеклянный баллон декатрона заполнен неоном. Через стекло в виде красной точки виден тлеющий разряд между анодом и одним из катодов.

Предположим, что тлеющий разряд происходит вначале между анодом и катодом $ИК_1$. При этом напряжение между ними меньше потенциала зажигания любого другого катода, поэтому разряд не может самостоятельно перейти на другой катод. На подкатоды подается положительное смещение $E_{см}$, поэтому разряд не может самостоятельно перейти и на них.

Если на первую группу подкатодов подать отрицательный импульс с амплитудой 100—120 *в*, то разряд с катода $ИК_1$ перейдет на ближайший подкатод $1ПК_1$. При этом ток в анодной цепи увеличится, потенциал между анодом и катодом $ИК_1$ снизится и разряд на катод $ИК_1$ прекратится. Если до окончания импульса, приложенного к подкатодам *1ПК*, подать второй отрицательный импульс на подкатоды *2ПК*, то разряд переместится на подкатод $2ПК_1$. После пре-

кращения действия второго импульса разряд перейдет на ближайший индикаторный катод $ИК_2$. Напряжение с выхода схемы снимается с нагрузки в цепи нулевого индикаторного катода. Каждые десять пар входных импульсов создают один импульс на выходе. По числу выходных импульсов определяют число десятков пар входных импульсов, а единицы определяют по положению светящейся точки относительно нулевого индикаторного катода. При размыкании кнопки $К_1$ *Сброс* схема перейдет в исходное состояние, при котором разряд существует между анодом и нулевым индикаторным катодом.

При необходимости подсчета большого числа импульсов выходной импульс первого декатрона преобразуется в два следующих друг за другом импульса и подается на второй декатрон и т. д.

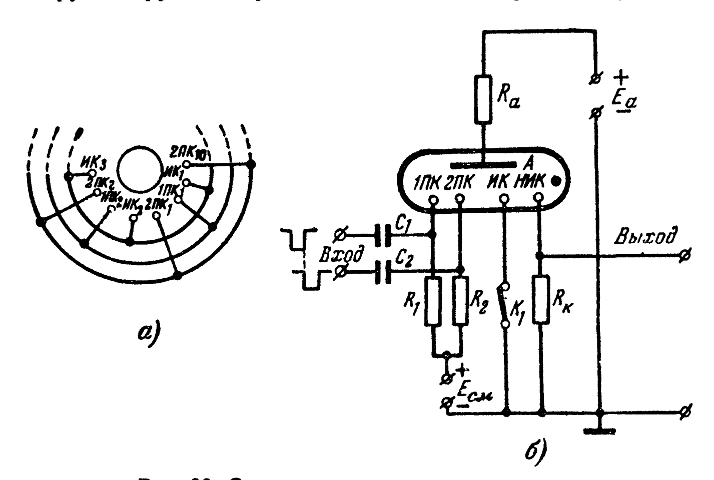


Рис. 88. Счетчик импульсов на декатроне.

а — устройство декатрона; *б* — схема включения и запуска декатрона.

Входные импульсы для запуска декатрона могут иметь небольшую крутизну фронтов. Поэтому входные импульсы, формируемые обычно ждущим мультивибратором, подаются на подкатоды *1ПК* непосредственно, а задержку импульсов, которые подаются на подкатоды *2ПК*, можно осуществить простой интегрирующей *RC*-цепью. При больших скоростях счета фронты запускающих импульсов должны быть достаточно крутыми, поэтому для сдвига импульсов во времени применяют линии задержки. Декатронный счетчик импульсов может работать со скоростью счета до 20 000 *имп/сек*.

Кроме двухимпульсных декатронов, промышленность выпускает также более сложные по конструкции одноимпульсные декатроны, запускаемые одиночными импульсами. Они имеют 40 штырьков и три группы подкатодов. В некоторых декатронах все десять индикаторных катодов имеют отдельные выводы. Такой декатрон можно использовать как ступенчатый переключатель (коммутатор).

Декатрон может работать и как реверсивное пересчетное устройство как для прямого счета импульсов (сложение), так и для

обратного счета (вычитание). Для этого нужно изменить порядок следования входных импульсов, т. е. подавать входной импульс сначала на подкатоды *2ПК*, а затем — на *1ПК*.

Реверсивные счетчики строят также и на триггерных двоичных ячейках, которые соединяют между собой для работы в прямом или обратном направлении при помощи логических элементов.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Блокинг-генератор представляет собой однокаскадный релаксационный генератор кратковременных импульсов с сильной индуктивной положительной обратной связью, создаваемой импульсным трансформатором. Блокинг-генераторы могут быть собраны как на транзисторах, так и на электронных лампах.

Вырабатываемые блокинг-генератором импульсы имеют большую крутизну фронта и среза и по форме близки к прямоугольным. Длительность импульсов может быть в пределах от нескольких десятков наносекунд до нескольких сотен микросекунд.

Обычно блокинг-генератор работает в режиме большой скважности $Q=T_и/t_и$, т. е. длительность импульсов $t_и$ много меньше периода их повторения $T_и$. Скважность практически может иметь величину от нескольких сотен до десятков тысяч.

Транзистор (или лампа), на котором собран блокинг-генератор, отпирается только на время генерирования импульса, а остальное время заперт. Поэтому при большой скважности время, в течение которого транзистор отперт, много меньше времени, в течение которого он заперт. Тепловой режим транзистора (лампы) зависит от средней мощности, рассеиваемой на коллекторе (аноде). Благодаря большой скважности в блокинг генераторе можно получить очень большую мощность во время импульсов при малой средней мощности. От обычной приемно-усилительной лампы в блокинг-генераторе можно получить большую мощность во время генерирования импульсов вследствие того, что в течение короткого времени оксидный катод может давать значительно больший ток эмиссии, чем при непрерывной работе.

Амплитуда импульсов блокинг-генератора благодаря повышающей нагрузочной обмотке трансформатора может быть больше напряжения источника питания.

При большой скважности блокинг-генератор работает весьма экономично, так как транзистор или лампа потребляют энергию от источника питания только в течение небольшого времени формирования импульса.

Так же как и мультивибратор, блокинг-генератор может работать в автоколебательном режиме, режиме синхронизации или в ждущем режиме.

Блокинг-генераторы очень широко применяют в радиотехнической аппаратуре как генераторы импульсов и как переключающие элементы. Например, блокинг-генераторы применяют в генераторах строчной и кадровой разверток телевизоров и в передающей телевизионной аппаратуре, в индикаторах и синхронизирующих устройствах радиолокационных станций, в счетчиках импульсов, в делителях частоты повторения импульсов и других импульсных устройствах.

36. ОСНОВНАЯ СХЕМА БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА (АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ РЕЖИМ)

Блокинг-генераторы могут быть собраны на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером или по схеме с общей базой. Схему с общим эмиттером применяют чаще, так как она позволяет получить лучшую форму генерируемых импульсов (меньшую длительность фронта), хотя схема с общей базой более стабильна по отношению к изменению параметров транзистора.

На рис. 89, *а* приведена основная схема автоколебательного блокинг-генератора на транзисторе *p-n-p*-типа, включенном по схеме

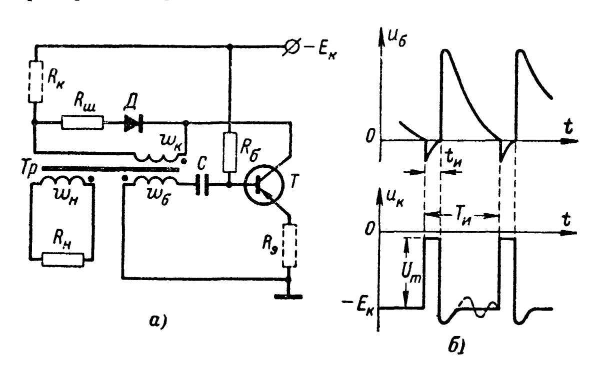


Рис. 89. Блокинг-генератор на транзисторе по схеме с общим эмиттером и конденсатором в цепи базы (*а*) и графики напряжений (*б*).

с общим эмиттером, и с конденсатором *C*, включенным в цепь базы транзистора. Нагрузку $R_н$ в блокинг-генераторах обычно подключают через дополнительную нагрузочную обмотку $w_н$.

Работу блокинг-генератора можно разделить на две стадии. В первой стадии, занимающей большую часть периода колебаний, транзистор заперт, а во второй — транзистор отперт и происходит формирование импульса. Запертое состояние транзистора в первой стадии поддерживается напряжением на конденсаторе *C*, заряженным током базы во время генерации предыдущего импульса. В первой стадии конденсатор *C* медленно разряжается через большое сопротивление резистора $R_б$, создавая положительное напряжение на базе, и транзистор остается запертым (рис. 89, *б*).

Когда напряжение на базе $u_б$ достигнет примерно нулевого уровня, транзистор отпирается и через коллекторную обмотку трансформатора $w_к$ начинает протекать ток. При этом в базовой обмотке трансформатора $w_б$ индуктируется напряжение, полярность которого должна быть такой, чтобы оно создавало отрицательный потенциал на базе. Если обмотки $w_к$ и $w_б$ включены неправильно, то блокинг-генератор не будет генерировать и концы одной из обмоток необходимо поменять местами.

Отрицательное напряжение, возникшее в базовой обмотке $w_б$, приведет к дальнейшему увеличению коллекторного тока и тем са-

мым — к дальнейшему увеличению отрицательного напряжения на базе и т. д. Развивается лавинообразный процесс увеличения коллекторного тока $i_к$ и напряжения на базе $u_б$. При увеличении коллекторного тока происходит резкое падение напряжения на коллекторе $u_к$.

Лавинообразный процесс отпирания транзистора, который иногда называют прямым блокинг-процессом, происходит очень быстро, и поэтому во время его протекания напряжение на конденсаторе C и энергия магнитного поля в сердечнике практически не изменяются. В ходе этого процесса формируется фронт импульса. Процесс заканчивается переходом транзистора в режим насыщения, в котором транзистор утрачивает свои усилительные свойства, и в результате положительная обратная связь нарушается. Начинается этап формирования вершины импульса, во время которого рассасываются неосновные носители, накопленные в базе, и конденсатор C заряжается базовым током.

Длительность этого этапа, определяющая длительность выходного импульса блокинг-генератора $t_и$, может быть определена по приближенной формуле

$$t_и \approx (3 \div 4) r_{б.э} C,$$

где $r_{б.э}$ — сопротивление между базой и эмиттером насыщенного транзистора, имеющее величину примерно единиц омов.

Когда напряжение на базе $u_б$ достигнет примерно нулевого уровня, транзистор выходит из режима насыщения и тогда восстанавливаются его усилительные свойства. Уменьшение тока базы вызывает уменьшение коллекторного тока. При этом в базовой обмотке $w_б$ индуктируется напряжение, положительное относительно базы, что вызывает еще большее снижение тока базы и тока коллектора и т. д. Образуется лавинообразный процесс, называемый обратным блокинг-процессом, в результате которого транзистор запирается. Во время этого процесса формируется срез импульса.

Так как за время обратного блокинг-процесса напряжение на конденсаторе C и энергия магнитного поля в сердечнике не успевают измениться, то после запирания транзистора отрицательное напряжение на коллекторе продолжает расти и образуется характерный для блокинг-генератора выброс напряжения, после которого могут образоваться паразитные колебания.

Обратный выброс напряжения значительно увеличивает напряжение на коллекторе запертого транзистора, создавая опасность его пробоя. Положительные полупериоды паразитных колебаний, трансформируясь в базовую цепь, могут вызвать отпирание транзистора, т. е. ложное срабатывание схемы.

Для ограничения обратного выброса включают «демпферный» диод *Д*, а для устранения паразитных колебаний — также шунтирующий резистор $R_ш$ (десятки омов). Во время формирования основного импульса диод *Д* заперт и не влияет на работу блокинг-генератора. Цепь *Д*, $R_ш$ может включаться параллельно коллекторной или нагрузочной обмоткам импульсного трансформатора.

Затем происходит восстановление исходного состояния схемы (промежуток между импульсами). Оно заключается в медленном разряде конденсатора C через резистор $R_б$. При этом напряжение на базе медленно падает, пока не достигнет потенциала отпирания транзистора, и начнется следующий цикл работы.

Период повторения импульсов блокинг-генератора $T_и$ может быть определен по приближенной формуле

$$T_и \approx (3 \div 5) R_б C.$$

Сопротивление резистора $R_б$, через которое конденсатор разряжается, много больше сопротивления база-эмиттер отпертого транзистора $r_{б.э}$, через которое конденсатор заряжается во время формирования импульса. Поэтому для блокинг-генератора обычно $T_и \gg t_и$ и скважность $Q \gg 1$.

В транзисторных блокинг-генераторах разряд конденсатора C в промежутках между импульсами происходит не только через резистор $R_б$, но и через переход база-эмиттер обратным током базы. Это обусловлено тем, что сопротивление между базой и эмиттером запертого транзистора имеет конечную величину в отличие от запертой электронной лампы, для которой сопротивление между сеткой и катодом очень велико. В связи с сильной зависимостью сопротивления перехода от температуры стабильность частоты повторения импульсов основной схемы транзисторного блокинг-генератора меньше, чем лампового. Но при небольших скважностях, когда сопротивление $R_б$ невелико (сотни омов — единицы килоом) и много меньше сопротивления переходов транзистора (сотни килоом), стабильность частоты повторения импульсов достаточна высокая. Повышение стабильности частоты достигается специальными схемами стабилизации.

Для ограничения коллекторного тока и облегчения теплового режима транзистора при малых скважностях рекомендуется включать резистор $R_к$ или $R_э$ с небольшим сопротивлением (десятки — сотни омов). Резистор $R_к$ уменьшает также отрицательный выброс напряжения и зависимость временны́х параметров импульсов от напряжения источника питания $E_к$ и от параметров транзистора.

Во время формирования вершины импульса транзистор находится в состоянии насыщения и напряжение на его коллекторе составляет десятые доли вольта. Поэтому импульс напряжения на коллекторе имеет плоскую вершину и амплитуда импульса почти равна $E_к$. Однако при формировании коротких импульсов глубокое насыщение транзистора приводит к нежелательному увеличению длительности импульса на время рассасывания неосновных носителей в базе транзистора. Длительность фронта и среза импульса определяется, в основном, инерционными свойствами транзистора и мало зависит от параметров схемы. Поэтому для формирования коротких импульсов с крутыми фронтом и срезом нужно применять импульсные транзисторы с возможно меньшим временем включения (П42, П416 и др.).

Граничная частота f_α выбранного транзистора должна удовлетворять неравенству

$$f_\alpha \geqslant \frac{(3 \div 10)}{t_и}.$$

Для схемы на рис. 89, *а* транзистор должен иметь максимально допустимое напряжение на коллекторе $E_{к.макс} \geqslant (1{,}1 \div 1{,}2)\ U_m = E_к$, где $E_к$ — напряжение источника питания и U_m — амплитуда импульса напряжения на коллекторе.

В транзисторных блокинг-генераторах используют малогабаритные импульсные трансформаторы с тороидальными ферритовыми сердечниками, позволяющими получить при малом числе витков об-

моток (5—20) достаточную индуктивность и малое рассеяние магнитного потока.

Коэффициент трансформации в цепи обратной связи $n = w_б / w_к$ обычно выбирают в пределах 0,2—0,5. Величина коэффициента трансформации в цепи нагрузки $n_н = w_н / w_к$ определяется необходимой амплитудой напряжения выходного импульса.

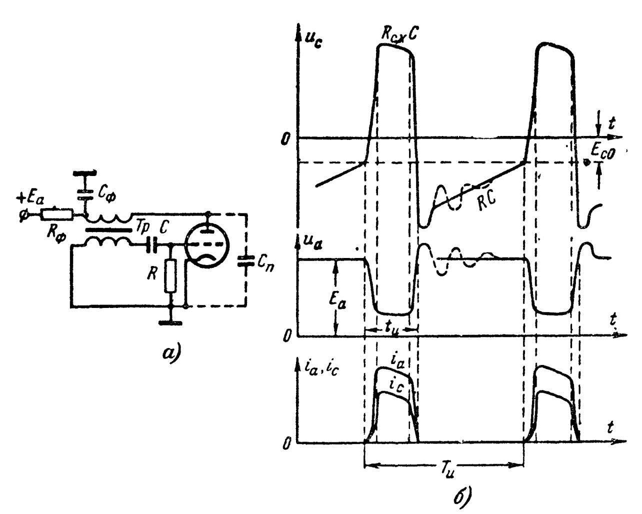


Рис. 90. Схема блокинг-генератора на триоде (*а*) и графики напряжений и токов лампы (*б*).

Пример. Рассмотрим блокинг-генератор с импульсом длительности $t_и = 2$ *мксек* и частотой повторения $F_и = 10$ *кгц*.

По неравенству $f_\alpha \geqslant \frac{10}{t_и} = \frac{10}{2 \cdot 10^{-6}} = 5$ *Мгц* выбираем транзистор П30, имеющий $f_\alpha \approx 10$ *Мгц*.

Примем $r_{б.э} = 20$ *ом*, тогда

$$C = \frac{t_и}{4 r_{б.э}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 20} = 2,5 \cdot 10^{-8}\ ф = 25\,000\ пф.$$

Период повторения импульсов

$$T_и = \frac{1}{F_и} = \frac{1}{10 \cdot 10^3} = 10^{-4}\ сек.$$

Тогда $R_б = \frac{T_и}{4C} = \frac{10^{-4}}{4 \cdot 2,5 \cdot 10^{-8}} = 1\,000$ *ом* $= 1$ *ком*.

На рис. 90 приведена основная схема автоколебательного блокинг-генератора, собранного на вакуумном триоде. Принцип ее работы аналогичен рассмотренной выше схеме на транзисторе. Длитель-

ность импульса $t_и$ и период повторения $T_и$ определяют по приближенным формулам

$$t_и \approx 2R_{с.к}C, \quad T_и \approx RC,$$

где $R_{с.к}$ — сопротивление промежутка сетка-катод отпертой лампы.

Паразитная емкость схемы $C_п$ влияет на длительность фронта и среза импульсов. Фильтр $R_ф$, $C_ф$ (который иногда включают и в транзисторных схемах) служит для того, чтобы блокинг-генератор не нагружал источник питания во время импульса, что может влиять на работу других каскадов. Для этого конденсатор $C_ф$ должен иметь достаточную емкость (обычно несколько сотых долей микрофарады). Резистор $R_ф$ выбирают из равенства

$$R_ф = 1{,}6\frac{T_и}{C_ф}.$$

В схеме на рис. 90, *а* прямой блокинг-процесс начинается, когда изменяющееся по экспоненциальному закону напряжение по сетке лампы достигнет потенциала отпирания лампы $E_{с0}$. При этом пересечение экспоненты с прямой $E_{с0}$ происходит под острым углом. Для уменьшения нестабильности резистор R в цепи сетки часто включают не между сеткой и катодом, а между сеткой и анодом лампы. Тогда напряжение на сетке стремится не к нулевому уровню, а к положительному напряжению источника $+E_а$ и поэтому пересекает уровень $E_{с0}$ более круто, в результате чего увеличивается стабильность периода повторения импульсов $T_и$.

37. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРОВ

На рис. 91, *а* приведена схема блокинг-генератора на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, и с конденсатором C, включенным в цепь эмиттера.

Такое включение конденсатора позволяет получить импульсы меньшей длительности и большую стабильность частоты повторения импульсов, чем в схеме с конденсатором, включенным в цепь базы.

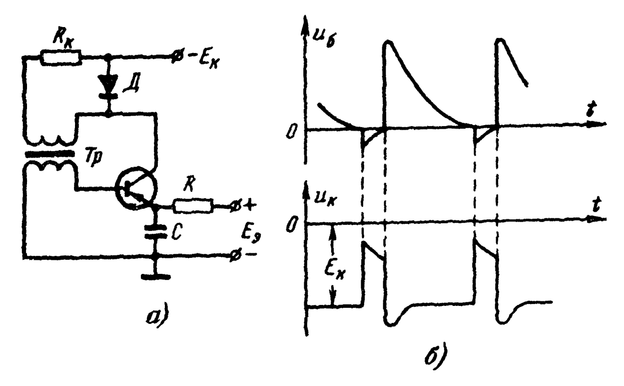


Рис. 91. Блокинг-генератор на транзисторе по схеме с общим эмиттером и конденсатором в эмиттерной цепи (*а*) и графики напряжений (*б*).

Это объясняется тем, что конденсатор в цепи эмиттера заряжается во время импульса током эмиттера, который больше, чем ток базы. Поэтому при одинаковой длительности импульса емкость конденсатора C будет меньше и при той же длительности и частоте повторения импульсов сопротивление резистора R меньше, чем в схеме на рис. 89. Поэтому влияние сопротивления перехода транзистора оказывается меньшим. Кроме того, обратный эмиттерный ток запертого транзистора составляет небольшую часть обратного базового тока и меньше влияет на разряд конденсатора.

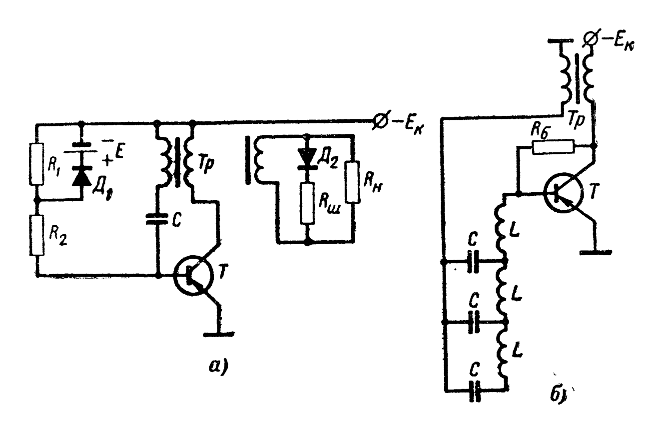


Рис. 92. Варианты схем блокинг-генераторов.

а — с температурной стабилизацией частоты; *б* — с повышенной стабильностью длительности импульса.

Для повышения стабильности частоты повторения импульсов в режиме автоколебаний желательно подать на эмиттер небольшое смещение $+E_э$, примерно 1 *в*.

Недостаток схемы с конденсатором в цепи эмиттера по сравнению со схемой с конденсатором в цепи базы состоит в недостаточно плоской вершине импульса напряжения на коллекторе (рис. 91, *б*), но при малой длительности импульса неравномерность его вершины невелика.

В схеме с конденсатором в цепи базы нужно иметь $E_{к.макс} \geqslant \geqslant (1{,}5 \div 1{,}75)\ E_к = (1{,}6 \div 1{,}8)\, U_m$, так как напряжение на заряженном конденсаторе в цепи базы увеличивает напряжение, приложенное к участку коллектор — база транзистора.

На рис. 92, *а* приведена схема транзисторного блокинг-генератора с температурной стабилизацией частоты.

Выше было показано, что период повторения импульсов автоколебательного блокинг-генератора $T_и$, особенно при больших скважностях, зависит от обратного сопротивления эмиттерного *p-n* перехода. Как известно, это сопротивление изменяется в несколько раз при изменении температуры от 0 до 60° С, а это вызывает изменение времени разряда конденсатора в промежутках между импульсами.

Термостабилизацию частоты осуществляют компенсирующей цепью, содержащей германиевый диод $Д_1$. При повышении темпера-

туры обратный ток *p-n* переходов транзистора *T* увеличивается, но одновременно увеличивается и обратный ток диода $Д_1$. При этом увеличивается падение напряжения на резисторе R_1 и уменьшается ток разряда конденсатора *C* через резистор R_2; в результате происходит компенсация увеличения тока разряда конденсатора *C*, протекающего через переход база-эмиттер. В схеме можно получить стабильность частоты повторения импульсов порядка 10% в диапазоне температур 20—60° С.

На рис. 92, *б* приведена схема транзисторного блокинг-генератора с повышенной стабильностью длительности импульса, в которой вместо конденсатора *C* включена разомкнутая на конце линия задержки. Число ячеек линии обычно равно трем-четырем. Волновое сопротивление линии ρ должно быть равно сопротивлению между базой и эмиттером насыщенного транзистора $r_{б.э}$.

При прямом блокинг-процессе ко входу линии задержки прикладывается появляющийся в базовой обмотке перепад напряжения и в линии начинает распространяться волна напряжения, которая отражается от разомкнутого конца с тем же знаком. Через время $t_и$, равное удвоенному времени задержки линии 2 $t_з$, волна возвратится ко входу линии. Так как это напряжение положительно относительно базы, то возникает обратный блокинг-процесс. Таким образом, длительность формируемого импульса $t_и=2\,t_з=2\,n\sqrt{LC}$ определяется параметрами линии задержки и мало зависит от параметров схемы блокинг-генератора.

Недостатки схемы с линией задержки по сравнению с основной схемой заключаются в большей длительности фронта и худшей форме вершины выходного импульса.

Для стабилизации частоты повторения импульсов может быть использован контур ударного возбуждения, включенный в эмиттерную цепь транзистора, а также линия задержки.

38. ЖДУЩИЙ РЕЖИМ РАБОТЫ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Этот режим характерен тем, что схема генерирует импульсы только при поступлении на ее вход запускающих импульсов произвольной формы. Для получения ждущего режима работы блокинг-генератор должно быть включено запирающее напряжение ($+E_б$ для транзисторов *p-n-p*-типа) (рис. 93).

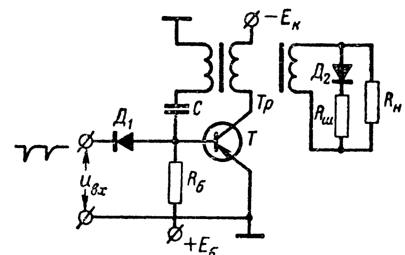


Рис. 93. Блокинг-генератор в ждущем режиме.

Тогда в исходном состоянии транзистор заперт и прямой блокинг-процесс начинается только после подачи на базу транзистора отрицательного запускающего импульса достаточной амплитуды. Формирование блокинг-генератором одиночного импульса осуществляется так же, как и в автоколебательном режиме. Разряд конденсатора *C* после окончания импульса происходит до напряжения $+E_б$. Затем транзистор остается запертым до прихода следующего запускающего импульса. Форма и

длительность импульсов, формируемых блокинг-генератором, зависят при этом от параметров схемы.

Для нормальной работы ждущего блокинг-генератора необходимо выполнить неравенство

$$T_з \geqslant (5 \div 10) R_б C,$$

где $T_з$ — период повторения запускающих импульсов.

Для устранения влияния цепей запуска на работу ждущего блокинг-генератора включают разделительный диод $Д_1$, который запирается после отпирания транзистора, в результате чего прекращается связь между блокинг-генератором и схемой запуска. Иногда в цепь запуска включают дополнительный каскад развязки (эмиттерный повторитель).

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Генераторы линейно изменяющегося (пилообразного) напряжения и тока применяют для развертки электронного луча в электроннолучевых трубках телевизионных, осциллографических и радиолокационных устройств, а также в схемах сравнения для задержки импульсов во времени и т. п.

Генераторы пилообразного напряжения и тока могут работать или в режиме самовозбуждения, или в ждущем режиме, когда период повторения пилообразного напряжения определяется запускающими импульсами. Режим самовозбуждения применяют, например, для получения непрерывной развертки в осциллографах, а ждущий режим — для получения ждущей развертки.

39. ГЕНЕРАЦИЯ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Напряжением пилообразной формы называется напряжение, которое в течение определенного времени нарастает или убывает пропорционально времени (линейно), а затем быстро возвращается к исходному уровню. Пилообразное напряжение может быть линейно нарастающим (рис. 94, *а*) или линейно падающим (рис. 94, *б*).

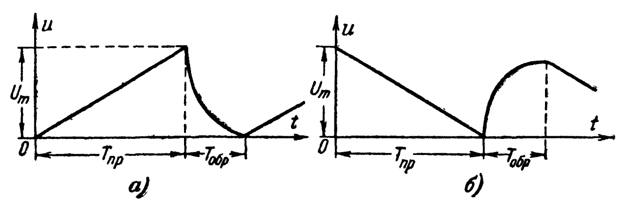


Рис. 94. Линейно изменяющееся (пилообразное) напряжение.

а — линейно нарастающее; *б* — линейно падающее.

Пилообразное напряжение характеризуется длительностью прямого (рабочего) хода $T_{пр}$, в течение которого напряжение изменяется линейно, длительностью обратного хода $T_{обр}$, в течение которого напряжение обычно изменяется по экспоненте, и амплитудой U_m; иногда удобно оперировать скоростью изменения напряжения во время прямого хода: $v = U_m / T_{пр}$.

Генераторы пилообразного напряжения должны обладать высокой линейностью прямого хода и иметь большой коэффициент использования напряжения источника питания. Относительное изменение скорости нарастания или убывания напряжения характеризуется коэффициентом нелинейности

$$\rho = \frac{v_н - v_к}{v_н},$$

где $v_н$ — скорость изменения напряжения в начале прямого хода;
$v_к$ — скорость изменения напряжения в конце прямого хода.

Коэффициент нелинейности для горизонтальной развертки современных телевизоров не должен превышать 12%, а для вертикальной — 9%; для схем сравнения он обычно не должен превышать несколько десятых долей процента.

Коэффициент использования напряжения источника питания определяется отношением

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E},$$

где U_m — амплитуда пилообразного напряжения; E — напряжение источника питания.

Для некоторых схем генераторов можно получить $\varepsilon = 0{,}7 \div 0{,}9$.

Принцип получения пилообразного напряжения заключается в медленном заряде (или разряде) конденсатора через большое сопротивление во время прямого хода и в быстром его разряде (или заряде) через малое сопротивление во время обратного хода.

Рисунок 95 иллюстрирует принцип получения пилообразного напряжения. Конденсатор C заряжается при разомкнутом ключе K через резистор $R_з$, а разряжается при замыкании ключа K через резистор $R_р$. В качестве ключа применяют электронную лампу, газоразрядный прибор или транзистор. Резистор $R_р$ — обычно внутреннее сопротивление отпертой лампы или транзистора.

Выбор схемы генератора пилообразного напряжения определяется заданными значениями коэффициента нелинейности и амплитуды выходного напряжения. При необходимости получить малое значение коэффициента нелинейности ρ (десятые — сотые доли процента) и большую амплитуду выходного напряжения U_m (сотни вольт) применяют ламповые схемы. Транзисторные схемы целесообразно применять, если $\rho > 0{,}5\%$, а U_m — единицы — десятки вольт.

На рис. 95, *б* показана схема генератора, в которой функцию ключа выполняет триод. Во время прямого хода лампа заперта отрицательным смещением и конденсатор C заряжается через резистор $R_а$ от источника $E_а$. В момент времени t_1 на сетку лампы подается положительный импульс, отпирающий лампу. Происходит быстрый разряд конденсатора через лампу (обратный ход). Длительность запускающего импульса должна быть равна $T_{обр}$. В момент времени t_2 лампа запирается и начинается новый цикл заряда конденсатора C.

Для получения линейного прямого хода конденсатор должен заряжаться постоянным по величине током. Но ток заряда конденсатора и напряжение на нем изменяются по экспоненциальному закону (см. гл. 3). Из рис. 95, *в* видно, что для получения возможно большей линейности нарастания напряжения на конденсаторе желательно использовать только начальный участок экспоненты, но при этом коэффициент использования напряжения источника питания ε будет низким. Поэтому для линеаризации напряжения заряд конденсатора во время прямого хода осуществляют через нелинейный элемент (стабилизатор тока), в качестве которого используют обычно пентод или транзистор. Анодные характеристики пентода и коллекторные характеристики транзистора почти горизонтальны (рис. 6 и 11), т. е.

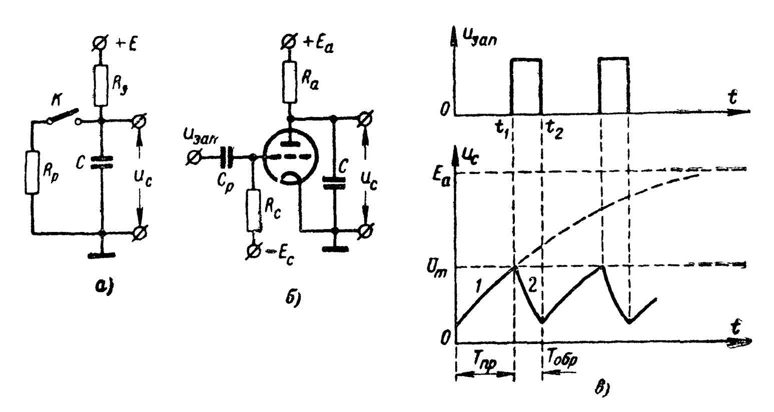


Рис. 95. Получение пилообразного напряжения.

а — упрощенная схема генератора; *б* — схема простейшего генератора с ламповым ключом, *в* — графики напряжений (*1* — участок заряда, *2* — участок разряда конденсатора).

ток через них мало зависит от напряжения. Для более полной линеаризации используют принцип заряда или разряда конденсатора во время прямого (рабочего) хода через стабилизатор тока, охваченный отрицательной обратной связью.

На рис. 96, *а* приведен пример схемы генератора пилообразного напряжения на транзисторах, в которой транзистор T_1 служит ключом, а транзистор T_2, включенный по схеме эмиттерного повторителя, — стабилизатором тока.

В исходном состоянии транзистор T_1 находится в режиме насыщения и диод *Д* отперт. Напряжение на конденсаторе C_1 близко к нулю, а на конденсаторе C_2 примерно равно напряжению источника питания $E_к$.

Положительный запускающий импульс запирает транзистор T_1 и конденсатор C_1 начинает заряжаться. При этом источником напряжения служит заряженный конденсатор C_2, емкость которого выбирают значительно больше емкости C_1. При заряде конденсатора C_1 одновременно изменяется напряжение на выходе эмиттерного повторителя (точка *В*). Это изменение напряжения через конденсатор C_2 передается в точку *А*. Так как коэффициент передачи напряжения

эмиттерного повторителя близок к единице, то разность потенциалов между точками *А* и *Б* сохраняется почти постоянной и ток заряда конденсатора C_1, протекающий через резистор $R_к$, не меняется. Следовательно, напряжение на конденсаторе C_1 убывает по линейному закону (рис. 96, *б*).

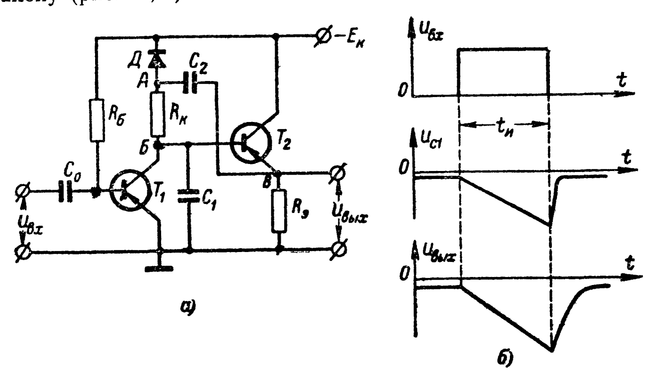


Рис. 96. Генератор пилообразного напряжения на транзисторах.

а — схема; *б* — графики напряжений.

После окончания запускающего импульса транзистор T_1 отпирается и конденсатор C_1 быстро разряжается через него.

В схеме можно получить коэффициент нелинейности $p \leqslant 3\%$.

40. ФАНТАСТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

В фантастронных генераторах линейно изменяющегося напряжения для получения линейного закона изменения напряжения на конденсаторе применяют емкостную отрицательную обратную связь.

Фантастрон запускается коротким импульсом напряжения, после чего начинается генерация линейно изменяющегося напряжения, длительность которого определяется параметрами схемы и не зависит от запускающего импульса.

В фантастронах применяют пентоды (6Ж2П, 6Ж2Б и др.) или гептоды (6А7, 6А2П и др.). Лампа должна иметь большую крутизну характеристики, резкую отсечку тока по третьей сетке и возможно большую мощность рассеяния на экранирующей сетке. Фантастрон может быть собран и на транзисторах.

На рис. 97 приведена схема фантастрона на пентоде со связью по экранирующей сетке. Сопротивления резисторов делителя напряжения R_1, R_2, R_3 выбирают так, чтобы в исходном состоянии на третьей сетке был отрицательный потенциал U_1, достаточный для запирания лампы по анодному току. Лампа отперта по второй (экранирующей) сетке. Потенциал на первой сетке почти равен нулю (сопротивление резистора $R_с$ велико), и конденсатор C_1 заряжен почти до напряжения $E_а$.

В момент t_1 на третью сетку подается положительный запускающий импульс, отпирающий лампу по анодному току. При этом

напряжение на аноде уменьшается на величину U_2. Скачок напряжения на аноде через конденсатор C_1 передается на первую сетку лампы, вызывая уменьшение тока второй сетки и повышение напряжения на ней. При этом возрастает напряжение и на третьей сетке, так как вторая и третья сетки связаны через резистор R_2 и «ускоряющий» конденсатор C_2, емкость которого обычно выбирают порядка 100—150 *пф*. Увеличение потенциала третьей сетки вызывает дальнейший рост анодного тока. Возникает лавинообразный процесс,

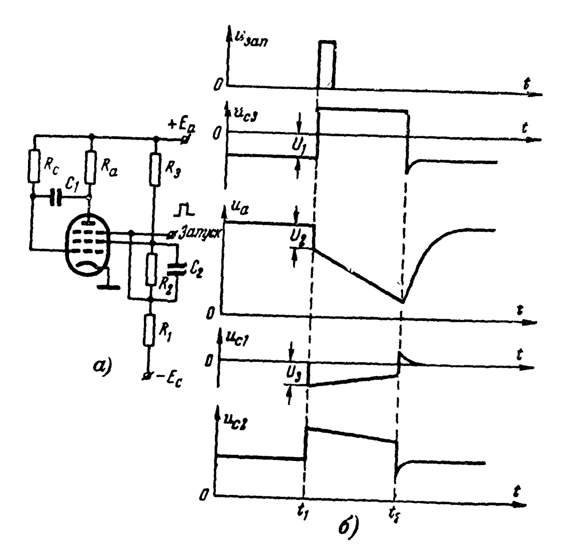


Рис. 97. Фантастрон на пентоде.

а — схема; *б* — графики напряжений на электродах лампы.

который заканчивается, когда напряжение на первой сетке u_{c1} становится близким к потенциалу отсечки лампы. Скачки напряжения на аноде U_2 и первой сетке U_3 примерно одинаковы.

После скачка начинается процесс линейного разряда конденсатора C_1, при котором напряжение на аноде уменьшается почти линейно. Через конденсатор C_1 создается цепь отрицательной обратной связи между анодом и первой сеткой лампы. При уменьшении (увеличении) тока разряда конденсатора C_1 уменьшается (увеличивается) падение напряжения на резисторе R_c и возрастает (убывает) напряжение на первой сетке, что вызывает возрастание (убывание) анодного тока, препятствующее уменьшению (увеличению) тока разряда конденсатора.

Процесс линейного разряда конденсатора C_1 продолжается до момента t_2, когда лампа переходит в режим, при котором напряжение на первой сетке практически перестает управлять анодным током, схема теряет усилительные свойства и действие обратной связи между анодом и первой сеткой прекращается. При этом повышение

напряжения на первой сетке приводит к увеличению тока экранирующей сетки и уменьшению ее потенциала. За счет связи через конденсатор C_1 снижается потенциал третьей сетки, что вызывает уменьшение анодного тока и дальнейшее увеличение напряжения на первой сетке. Возникает лавинообразный процесс, в результате которого лампа запирается по анодному току, ток экранирующей сетки достигает максимума. Затем схема возвращается к исходному режиму до следующего запускающего импульса.

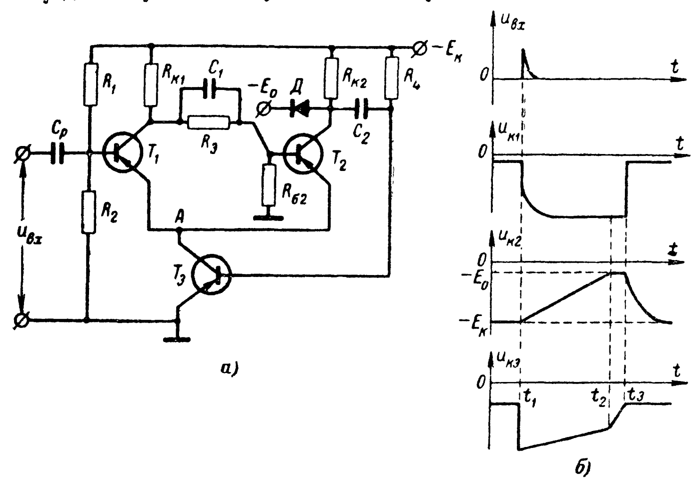


Рис. 98. Фантастрон на транзисторах.

а — схема; *б* — графики напряжений.

Кроме рассмотренной схемы, часто применяют фантастрон с катодной связью, где обратная связь осуществляется за счет сопротивления в цепи катода лампы. В фантастроне со связью по экранирующей сетке может быть достигнут меньший коэффициент нелинейности пилообразного напряжения (0,1—0,2%).

На рис. 98, *а* приведена схема фантастрона на транзисторах, работающего в ждущем режиме. В исходном состоянии транзисторы T_1 и T_3 отперты, а транзистор T_2 заперт, так как потенциал его базы, обусловленный делителем R_3, $R_{б2}$, выше потенциала эмиттера (при насыщенном транзисторе T_1); конденсатор C_2 заряжен примерно до напряжения $E_к$.

Кратковременный положительный запускающий импульс в момент t_1 выводит транзистор T_1 из состояния насыщения. При этом потенциалы коллектора транзистора T_1 и базы транзистора T_2 понижаются, транзистор T_2 отпирается и в схеме начинает действовать положительная обратная связь: изменение потенциала точки A, усиленное транзистором T_1, передается на базу транзистора T_2 и после усиления транзистором T_2 передается через конденсатор C_2 на базу транзистора T_3 и усиливается транзистором T_3.

Лавинообразное изменение потенциалов схемы приводит к ее опрокидыванию, в результате которого транзистор T_1 запирается отрицательным перепадом напряжения в точке A и весь ток транзистора T_3 протекает через транзистор T_2.

Затем начинается медленный разряд конденсатора C_2 через стабилизатор тока, состоящий из транзисторов T_2 и T_3, охваченных отрицательной обратной связью (увеличение потенциалов коллектора T_2 и базы T_3 вызывает снижение потенциала точки A, препятствующее дальнейшему повышению потенциала коллектора T_2). Следовательно, напряжение на конденсаторе C_2 и напряжение $u_{к2}$ изменяются по линейному закону.

В момент t_2 напряжение $u_{к2}$ достигает уровня $-E_0$, диод $Д$ отпирается и напряжение $u_{к2}$ перестает изменяться (рис. 98, *б*). Продолжающийся разряд конденсатора C_2 приводит к моменту t_3 к отпиранию транзистора T_1. Положительная обратная связь в схеме восстанавливается, и происходит обратное опрокидывание, в результате которого транзистор T_1 отпирается, а транзистор T_2 запирается.

Затем начинается процесс восстановления — заряд конденсатора C_2 через резистор $R_{к2}$ и базовую цепь транзистора T_3.

Регулировать длительность и амплитуду выходного пилообразного напряжения $u_{к2}$ можно путем изменения напряжения E_0.

Схема может работать и в автоколебательном режиме. Для этого резистивная связь между коллектором транзистора T_1 и базой транзистора T_2 (C_1 — ускоряющий конденсатор малой емкости, емкостное сопротивление которого много больше величины R_3) должна быть заменена на емкостно-резистивную (с большей величиной емкости C_1).

Фантастрон дает высокую линейность выходного напряжения (коэффициент нелинейности менее 1%), высокую стабильность длительности импульса (при изменении напряжения источника питания на ±10% длительность импульса изменяется на 0,1—0,2%) и малую зависимость длительности импульса от температуры (0,02% на 1° С).

Фантастрон часто применяют для деления частоты повторения импульсов, получения регулируемой задержки импульсов во времени и измерения времени между прямым и отраженным импульсами в радиолокации.

41. ГЕНЕРАЦИЯ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

В электроннолучевых трубках для телевидения, а также в некоторых радиолокационных индикаторах применяют электромагнитное отклонение луча.

Трубки с электромагнитным отклонением луча имеют меньшую длину, больший угол отклонения и бо́льшую яркость изображения по сравнению с трубками с электростатическим отклонением. Отклонение луча пропорционально току, протекающему через отклоняющие катушки, создающие магнитное поле в области горловины трубки. Для получения линейной развертки ток должен быть пилообразной формы с линейным нарастанием во время прямого хода развертки.

Отклоняющие катушки потребляют значительный ток и представляют собой комплексную нагрузку. Поэтому получить пилообразный ток через неё с небольшим коэффициентом нелинейности затруднительно. Для телевизионных разверток допускается сравнительно большой коэффициент нелинейности, и поэтому развертывающие устройства получаются сравнительно несложными. Комплексный характер сопротивления отклоняющих катушек обусловливает разную форму тока через катушки и напряжения на них. В связи с этим

для получения пилообразного тока требуется напряжение специальной формы.

Рассмотрим упрощенную схему получения пилообразного тока (рис. 99). В схему входят: катушка индуктивности L, в которой нужно получить импульсы пилообразного тока, генератор управляющего напряжения E, ключ K, эквивалентное активное сопротивление схемы R и эквивалентная емкость C_0, включенная параллельно катушке и учитывающая собственную распределенную емкость катушки и монтажа.

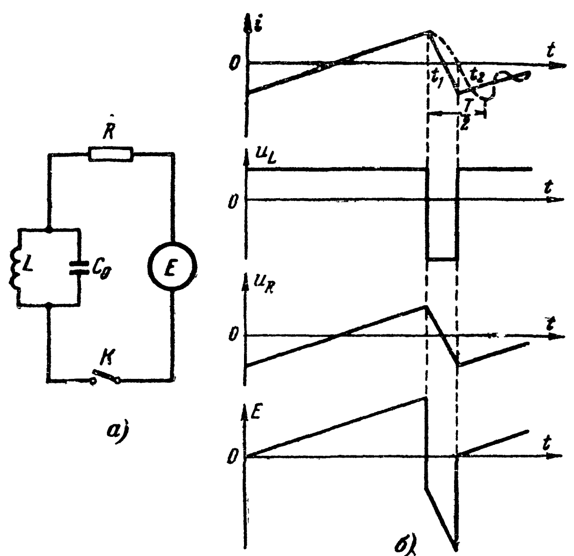


Рис. 99. Получение пилообразного тока.

а — эквивалентная схема устройства; *б* — графики тока и напряжений.

Определим форму управляющего напряжения E, необходимую для получения в катушке L пилообразного тока (рис. 99, *б*).

Напряжение на индуктивности u_L пропорционально скорости изменения тока. Во время прямого хода развертки скорость изменения тока должна быть постоянна, поэтому и величина u_L будет постоянна. В момент t_1 заканчивается прямой ход развертки и начинается обратный ход. Ток через катушку идет в обратном направлении, поэтому изменяется направление э. д. с. самоиндукции в катушке и напряжение u_L скачком изменяет свой знак. При линейном изменении тока во время обратного хода развертки u_L постоянно, но больше по абсолютной величине, так как скорость изменения тока во время обратного хода развертки выше, чем во время прямого хода. В момент t_2 снова начинается прямой ход развертки и поэтому u_L изменяет свой знак. Таким образом, напряжение u_L имеет прямоугольную форму.

Напряжение на активном сопротивлении u_R по форме совпадает с током, т. е. имеет пилообразную форму. Напряжение генератора E

уравновешивается падением напряжения на L и на R, поэтому $E = u_L + u_R$.

Произведя графическое сложение u_L и u_R, получим трапецеидальную форму напряжения E. Значит, для получения пилообразного тока в катушке L необходимо трапецеидальное напряжение генератора E.

В реальных схемах паразитная емкость C_0 и индуктивность L образуют колебательный контур, в котором возникают колебания при каждом переходе от прямого хода развертки к обратному и наоборот. Рассмотрим влияние этих колебаний на форму тока.

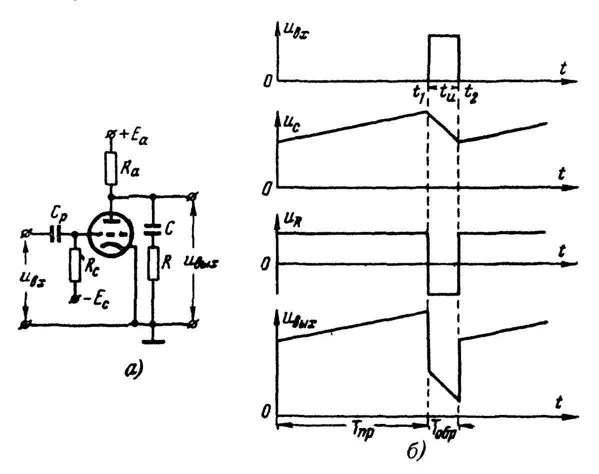


Рис. 100. Каскад формирования управляющего напряжения (*а*) и графики напряжений в схеме (*б*).

На рис. 99, *б* штриховой линией на графике i показан характер изменения тока в реальной схеме. Особенно сильно проявляются колебания при переходе от обратного хода развертки к прямому. Эти колебания в начале прямого хода развертки по строкам видны на экране кинескопа, как вертикальные полосы в левой части растра. Для уменьшения паразитных колебаний применяют шунтирование отклоняющих катушек резистором или демпфирующие схемы, в которых паразитные колебания шунтируются специальным диодом.

Емкость C_0 не позволяет снизить время обратного хода развертки меньше полупериода ($T/2$) собственных колебаний контура L, C_0. Поэтому желательно иметь малые величины L и C_0, что достигается применением небольшого числа витков отклоняющих катушек и их рациональной конструкцией.

Для получения напряжения трапецеидальной формы в генераторах пилообразного тока применяют обычно каскад формирования управляющего напряжения, схема которого показана на рис. 100, *а*.

Во время прямого хода развертки $T_{пр}$ лампа заперта отрицательным смещением $-E_c$ на ее сетке и конденсатор C заряжается через резисторы R_a и R. Постоянная времени цепи заряда должна быть много больше периода повторения запускающих импульсов.

Поэтому можно считать, что напряжение на конденсаторе u_c возрастает линейно. В момент t_1 на сетку лампы подается положительный запускающий импульс, длительность которого равна времени обратного хода развертки $T_{обр}$. В этот момент лампа отпирается и потенциал ее анода резко снижается. Начинается быстрый разряд конденсатора через отпертую лампу и резистор R. В момент t_2 импульс на сетке лампы заканчивается, лампа запирается и снова начинается медленный заряд конденсатора.

Если заряд и разряд конденсатора C происходят линейно, то на резисторе R создается напряжение u_R прямоугольной формы, а на конденсаторе C напряжение u_c имеет пилообразную форму.

Напряжение на выходе схемы $u_{вых}$ равно сумме напряжений на конденсаторе C и на резисторе R:

$$u_{вых} = u_c + u_R.$$

Суммируя графически, получим трапецеидальное напряжение, необходимое для получения пилообразного тока в отклоняющих катушках. Таким образом, генератор трапецеидального напряжения отличается от генератора пилообразного напряжения (рис. 95, *б*) наличием резистора R, включенного последовательно в цепь заряда и разряда конденсатора C.

42. ГЕНЕРАТОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ РАЗВЕРТКИ

Для передачи изображения необходимо, чтобы положение развертывающего луча на экране кинескопа точно соответствовало положению луча на мишени передающей трубки. Устройства для формирования пилообразных токов строчной и кадровой частот называют развертывающими или генераторами развертки.

На рис. 101 приведена блок-схема генератора строчной или кадровой развертки, состоящего из трех каскадов.

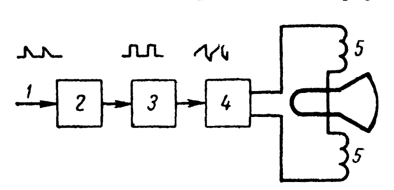


Рис. 101. Блок-схема генератора телевизионной развертки.

1 — вход синхроимпульсов; *2* — задающий генератор; *3* — разрядный каскад; *4* — выходной каскад; *5* — отклоняющие катушки

Задающий генератор (генератор импульсов) управляется приходящими синхронизирующими импульсами и определяет момент начала, а следовательно, и частоту тока развертки. Для задающих генераторов обычно применяют блокинг-генераторы или мультивибраторы. Импульсы задающего генератора подают на разрядный каскад (каскад формирования управляющего напряжения), который формирует напряжение трапецеидальной формы. Обычно отдельный разрядный каскад не применяют, а объединяют его с задающим генератором.

Выходной каскад работает непосредственно на отклоняющие катушки, потребляющие значительный ток. Поэтому в выходном каскаде должна использоваться мощная лампа. Выходные каскады строчной и кадровой разверток значительно отличаются по схемам, так как из-за отличия частот более чем в 300 раз отклоняющие ка-

тушки строчной развертки потребляют мощность, превышающую в то же число раз мощность, потребляемую отклоняющими катушками кадровой развертки.

Угол отклонения электронного луча определяется числом ампер-витков отклоняющих катушек. Нужное число ампер-витков может быть получено при помощи катушки с малым числом витков, но с большим протекающим через нее током или наоборот.

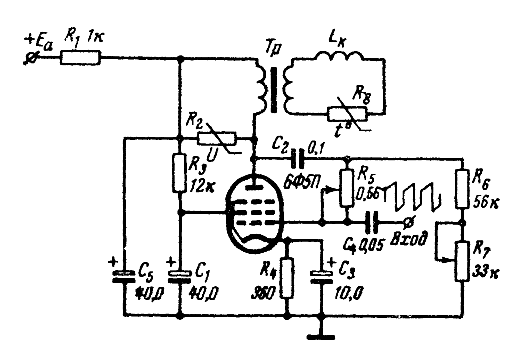


Рис. 102. Упрощенная схема выходного каскада кадровой развертки телевизора УНТ-47/59.

Для уменьшения потребляемой энергии выгодно увеличивать число витков в отклоняющих катушках, чтобы уменьшить пилообразный ток. Однако при большом числе витков в строчных отклоняющих катушках начинает сказываться влияние их собственной межвитковой емкости и активных потерь, так как частота строчной развертки сравнительно высока. Емкость увеличивает время обратного хода развертки, а активные потери уменьшают ее размах и ухудшают линейность. Поэтому строчные отклоняющие катушки обычно состоят из небольшого числа витков (150—170) и отклоняющий ток может достигать 1 *а*.

Получить большой пилообразный ток непосредственно в анодной цепи лампы трудно, поэтому строчные отклоняющие катушки подключают к выходной лампе через понижающий трансформатор или автотрансформатор. Кадровые отклоняющие катушки могут иметь большое число витков и включаться непосредственно в анодную цепь выходной лампы. Однако в современных телевизорах кадровые отклоняющие катушки имеют, как и строчные, небольшое число витков и подключаются к выходной лампе через понижающий трансформатор.

На рис. 102 приведена упрощенная схема выходного каскада кадровой развертки с трансформаторным выходом унифицированного телевизора УНТ-47/59. В телевизорах на кинескопах с углом отклонения луча 110° выходной каскад собирают на достаточно мощной лампе (пентодная часть 6Ф3П, 6Ф5П и др.), чтобы получить амплитуду пилообразного напряжения на ее аноде примерно 800—1 200 *в*. На управляющую сетку подают напряжение трапецеидальной формы.

Линейность кадровой развертки в схеме на рис. 102 можно регулировать изменением смещения на управляющей сетке лампы потенциометром R_7, а также потенциометром R_5, изменяющим глубину отрицательной обратной связи.

В современных телевизорах применяют стабилизацию размера изображения по кадрам. Изменения напряжения сети компенсируют при помощи варистора R_2, а нагрев отклоняющих катушек $L_к$ при помощи терморезистора R_8.

Рассмотрим принцип работы выходного каскада строчной развертки, идеализированная схема которого приведена на рис. 103, *а*.

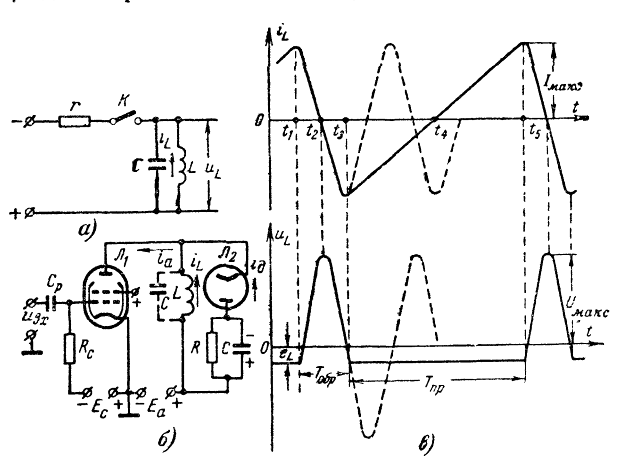


Рис. 103. Выходной каскад строчной развертки.

а — идеализированная схема; *б* — упрощенная принципиальная схема; *в* — графики токов и напряжений.

При замыкании ключа *К* начинается заряд паразитной емкости *С* и нарастание тока i_L в отклоняющей катушке *L* по экспоненциальному закону. Если используется только начальный участок экспоненты, то нарастание тока можно считать линейным. За время прямого хода развертки $T_{пр}$ ток нарастает до $I_{макс}$ (рис. 103, *в*).

Пусть в момент времени t_1 ключ *К* разомкнулся. В контуре *LC* возникают свободные колебания, период которых в 2 раза больше времени обратного хода развертки $T_{обр}$. Пиковое напряжение на индуктивности $U_{макс}$ за время $T_{обр}$ значительно больше напряжения на индуктивности e_L за время $T_{пр}$, так как скорость изменения тока во время обратного хода развертки значительно выше, чем во время прямого хода.

При повторном замыкании ключа в момент времени t_3 собственные колебания срываются. Энергия, запасенная к катушке *L*, за время от t_1 до t_2 переходит в электрическую энергию конденсатора *С*, за время от t_2 до t_3 снова переходит в электромагнитную энергию катушки *L* и за время от t_3 до t_4 энергия возвращается источнику питания.

В реальных схемах в качестве ключа *К* применяют лампу $Л_1$ (рис. 103, *б*), транзистор или тиристор. В начале прямого хода раз-

вертки лампа $Л_1$ обладает достаточно большим внутренним сопротивлением и не может зашунтировать контур и прервать возникшие в нем колебания. Поэтому в начале прямого хода развертки могут наблюдаться полосы с левой стороны растра. Для устранения колебаний параллельно контуру подключают демпфирующий диод $Л_2$.

Во время прямого хода развертки лампа $Л_1$ отперта и через катушку L проходит линейно нарастающий ток i_L. В момент t_1 при подаче на управляющую сетку отрицательного импульса лампа $Л_1$ запирается и в контуре возникают колебания. В момент t_3 вся энергия сосредоточена в катушке, напряжение на контуре становится равным нулю, диод $Л_2$ отпирается и процесс становится апериодическим. Энергия, накопленная в катушке, переходит в тепловую, рассеиваемую на аноде диода и резисторе R.

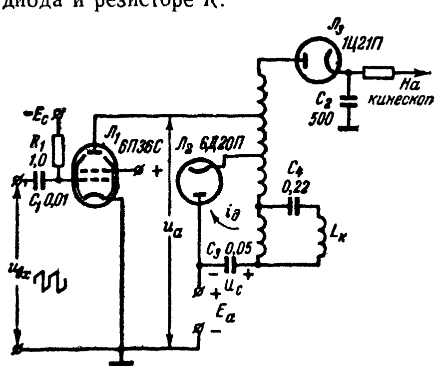


Рис. 104. Упрощенная схема выходного каскада строчной развертки телевизора УНТ-47/59.

От момента t_3 до момента t_4 через катушку протекает ток диода $i_д$. В момент t_4 лампа $Л_1$ отпирается управляющим напряжением на ее сетке и до момента t_5 через катушку проходит анодный ток $i_а$ лампы $Л_1$. В этот промежуток времени диод $Л_2$ заперт.

В ламповых телевизорах применяют обычно выходные каскады строчной развертки с автотрансформатором (рис. 104). Отклоняющие катушки $L_к$ для лучшего согласования подключают к части витков автотрансформатора, а не в анодную цепь лампы $Л_1$.

Лампа $Л_1$ служит управляющей, лампа $Л_2$ — демпфирующей и лампа $Л_3$ — высоковольтным выпрямителем.

Напряжение на аноде управляющей лампы должно быть примерно 500—800 *в*. При напряжении источника питания $E_а = 200 \div 250$ *в* повышенное напряжение получается в схеме при помощи «вольтодобавочного» конденсатора C_3, который заряжается током демпфирующего диода $Л_2$ до напряжения u_c. Поэтому напряжение на аноде лампы $Л_1$ будет выше, чем напряжение источника питания, так как $u_а = E_а + u_c$.

Для питания второго анода кинескопа требуется постоянное напряжение 14—16 *кв*, которое получается при помощи однополупериодного выпрямителя на лампе $Л_3$. Положительные импульсы напряжения, возникающие на аноде лампы $Л_1$ во время обратного хода

развертки, повышаются дополнительной обмоткой автотрансформатора до необходимой величины и выпрямляются высоковольтным кенотроном $Л_3$.

Генераторы телевизионной развертки собирают также и на транзисторах. Однако применение транзисторов в качестве ключей в выходных каскадах строчной развертки затруднено необходимостью обеспечить высокую мощность, т. е. пропустить в замкнутом состоянии значительные импульсы коллекторного тока (6—8 *а*) и выдержать без пробоя в разомкнутом состоянии напряжение до 100—150 *в*. Поэтому в выходных каскадах строчной развертки применяют мощ-

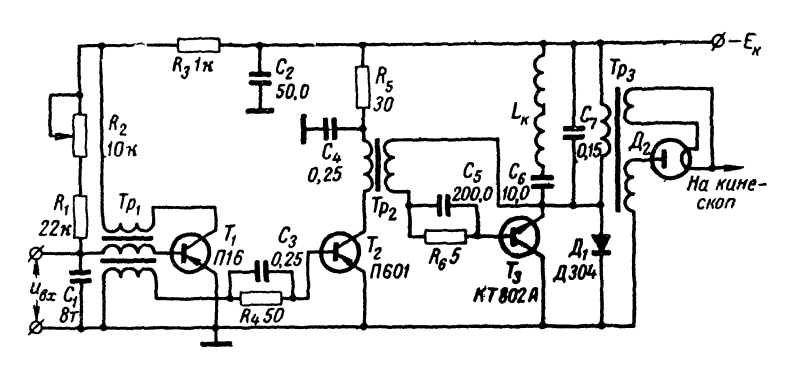


Рис. 105. Схема генератора строчной развертки на транзисторах.

ные транзисторы (КТ802А, КТ805А, ГТ804В и др.), сопротивление которых в отпертом состоянии составляет десятые доли ома, а в запертом — десятки и сотни килоом. В выходном каскаде строчной развертки находят применение также тиристоры (УД63К и др.), для которых допустимая амплитуда импульсного напряжения в 3—4 раза выше, чем для транзисторов. В выходных каскадах кадровой развертки применяют обычные мощные низкочастотные транзисторы (П201—П203, 1Т403 и др.).

Для управления выходным транзистором строчной развертки требуются импульсы управляющего базового тока значительной величины (0,6—0,8 *а*). Поэтому между задающим генератором и выходным каскадом строчной развертки необходимо включить буферный каскад, служащий усилителем мощности.

На рис. 105 приведена схема генератора строчной развертки на транзисторах. Схема содержит задающий генератор (блокинг-генератор) T_1, буферный каскад T_2 и выходной каскад T_3 (на транзисторе *n-p-n*-типа), а также демпферный диод $Д_1$ и вакуумный высоковольтный диод $Д_2$. Вместо вакуумного высоковольтного диода можно применять высоковольтные селеновые выпрямители (5ГЕ40ЛФ и др.). Третья обмотка трансформатора $Тр_1$ служит для управления буферным транзистором T_2. Понижающий трансформатор $Тр_2$ в буферном каскаде позволяет получать необходимый ток базы выходного транзистора T_3. Отклоняющие катушки $L_к$ включены в коллекторную цепь выходного транзистора T_3 по дроссельной схеме. Функ-

цию дросселя выполняет первичная обмотка высоковольтного трансформатора $Тр_3$. Конденсатор C_6 не пропускает постоянную составляющую тока на отклоняющие катушки $L_к$ и придает отклоняющему току необходимую S-образную форму. Конденсатор C_7 определяет необходимую длительность обратного хода развертки Потенциометром R_2 регулируют частоту генератора строчной развертки.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

СИНХРОНИЗАЦИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Релаксационные генераторы могут работать в режиме синхронизации, при котором частота их колебаний поддерживается равной или кратной частоте внешнего синхронизирующего напряжения (импульсного или синусоидального).

Синхронизация необходима для временного согласования в работе нескольких импульсных устройств, например, генератора импульсов радиолокационной станции и развертки ее индикатора. В телевидении требуется одновременность и строгая согласованность строчной и кадровой разверток электронных лучей в передающей и приемной трубках.

Если используется режим синхронизации, при котором частота колебаний релаксационного генератора в целое число раз меньше частоты повторения синхронизирующих импульсов на его входе, тогда применяют деление частоты повторения импульсов, что широко используется в импульсных устройствах Для этого применяют также ждущие релаксационные генераторы (ждущие мультивибраторы и фантастроны), имеющие одно устойчивое состояние, и накопительные устройства с разрядной цепью.

Синхронизация обычно происходит кратковременными импульсами с крутыми фронтами. Если требуется особая стабильность частоты, тогда для синхронизации применяют генераторы синусоидальных колебаний с кварцевой стабилизацией

43 СИНХРОНИЗАЦИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Синхронизация релаксационного генератора (блокинг-генератора, мультивибратора и др.) заключается в согласовании частоты повторения импульсов генератора с частотой синхронизирующего напряжения.

Рассмотрим синхронизацию блокинг-генератора кратковременными импульсами, которые обычно подаются на сетку лампы или на базу транзистора. Для ламповых блокинг-генераторов синхронизирующие импульсы должны быть положительными; для транзисторных полярность определяется типом проводимости транзистора. Для устойчивой синхронизации период повторения синхронизирующих импульсов $T_{синх}$ должен быть несколько меньше периода собственных колебаний релаксационного генератора $T_{соб}$.

На рис. 106 приведены временные диаграммы установления режима синхронизации транзисторного блокинг-генератора. Без син-

хронизирующих импульсов блокинг генератор работает в режиме автоколебаний, и период его собственных колебаний $T_{соб}$ определяется параметрами схемы. В момент t_1 приходит первый синхронизирующий импульс и напряжение на базе транзистора понижается.

Если напряжение на базе транзистора во время действия первого синхроимпульса недостаточно для его отпирания (не достигает потенциала отпирания транзистора), то во время каждого последующего периода происходит перемещение синхронизирующих импульсов относительно моментов отпирания транзистора, пока один из импульсов (на графике — третий) не окажется достаточным, чтобы отпереть транзистор. Следующий синхронизирующий импульс и все последующие будут принудительно отпирать транзистор, и в схеме установится режим, при котором период колебаний релаксационного генератора будет равен периоду повторения синхронизирующих импульсов

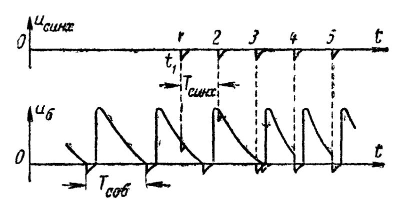


Рис. 106 Установление режима синхронизации блокинг-генератора.

Чем круче фронт синхронизирующих импульсов, тем выше стабильность синхронизации. При нестабильности напряжения источников питания изменяется уровень напряжения отпирания транзистора или лампы. Если синхронизирующий импульс имеет длительный фронт, то будут нестабильны моменты отпирания транзистора или лампы, а следовательно, и период колебаний релаксационного генератора.

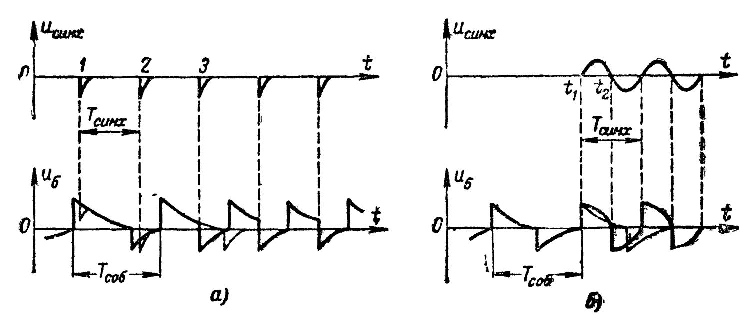


Рис. 107. Диаграммы, поясняющие синхронизацию мультивибратора.
а — кратковременными импульсами, *б* — синусоидальным напряжением.

Синхронизация других типов релаксационных генераторов принципиально не отличается от синхронизации блокинг-генератора.

На рис. 107, *а* приведены временные диаграммы синхронизации транзисторного мультивибратора кратковременными импульсами. Импульсы *1* и *2* почти не влияют на работу мультивибратора, а импульс *3*, пришедший несколько раньше, чем напряжение на базе

достигает нулевой величины, отопрет транзистор и вызовет опрокидывание схемы. Затем опрокидывание схемы вызывает каждый синхронизирующий импульс. Синхронизировать мультивибратор можно не только отрицательными, но и положительными импульсами, которые усиливаются отпертым транзистором и в отрицательной полярности подводятся к базе запертого транзистора, вызывая принудительное опрокидывание схемы.

На рис. 107, *б* приведены временные диаграммы синхронизации мультивибратора синусоидальным напряжением, период которого $T_{синх}$ несколько меньше периода собственных колебаний мультивибратора $T_{соб}$.

Если в момент t_1 на базу запертого транзистора мультивибратора подается синусоидальное напряжение, то результирующее напряжение на базе имеет вид выпуклой вверх кривой, представляющей собой сумму экспоненты и положительной полуволны синусоиды.

Транзистор отпирается в момент t_2, т. е. несколько раньше, чем при отсутствии синхронизации. Затем период колебаний мультивибратора устанавливается равным периоду синхронизирующего напряжения.

При синхронизации релаксационных генераторов на транзисторах следует учитывать их инерционность, ограничивающую минимальную длительность синхронизирующих импульсов, которая должна быть больше времени опрокидывания схемы.

44. ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

Рассмотрим деление частоты повторения импульсов при синхронизации самовозбуждающихся релаксационных генераторов. На рис. 108 приведены временные диаграммы, поясняющие принцип деления частоты повторения импульсов при помощи транзисторного блокинг-генератора.

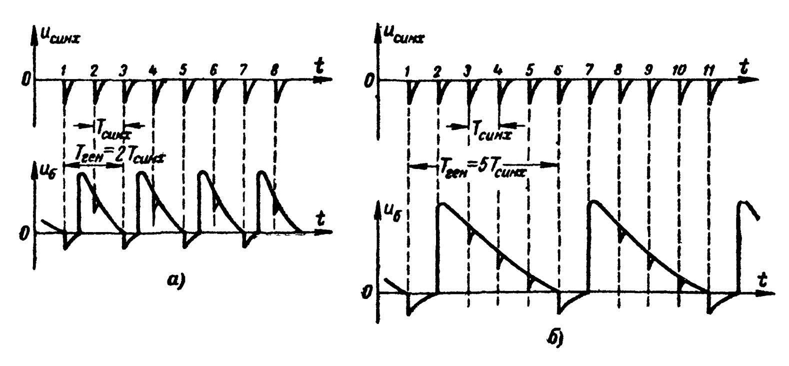


Рис. 108. Графики для иллюстрации деления частоты повторения импульсов при синхронизации самовозбуждающегося блокинг-генератора.

а — с коэффициентом деления 2; *б* — с коэффициентом деления 5,

Если значительно уменьшить период повторения синхронизирующих импульсов $T_{синх}$ по сравнению с периодом собственных колебаний блокинг-генератора $T_{соб}$, то после отпирания транзистора каким-либо синхронизирующим импульсом следующий импульс уже не сможет его отпереть. На рис. 108, *а* отпирание транзистора происходит 1 раз за два периода синхронизирующих импульсов. Частота колебаний блокинг-генератора будет при этом в 2 раза ниже частоты повторения синхронизирующих импульсов. Происходит деление частоты повторения импульсов с коэффициентом деления, равным двум. Если еще уменьшить период повторения синхронизирующих

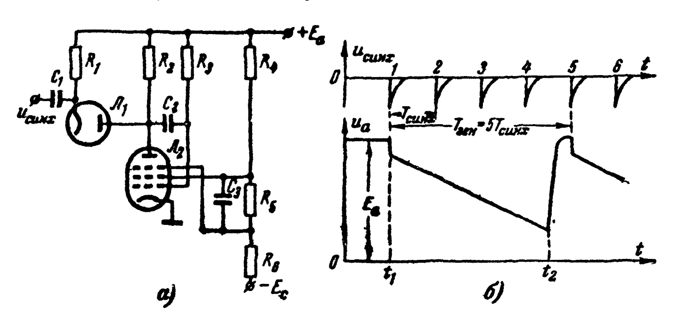


Рис. 109. Фантастронный генератор, работающий в ждущем режиме, в качестве делителя частоты (*а*) и графики напряжений (*б*).

импульсов, то можно получить больший коэффициент деления. На рис. 108, *б* отпирание транзистора происходит 1 раз за пять периодов синхронизирующих импульсов, т. е. коэффициент деления равен пяти. Аналогично происходит деление частоты повторения импульсов при помощи мультивибратора.

С самовозбуждающимися релаксационными генераторами можно получить в одном каскаде максимальный стабильный коэффициент деления 8—10, так как при большем коэффициенте деления генератор может запуститься предыдущим импульсом и деление будет нестабильным. Для увеличения предельного стабильного коэффициента деления на каскад до 15—20 принимают меры стабилизации периода собственных колебаний релаксационного генератора (фиксирующие диоды, стабилизированный источник питания и др.), а также включают в эмиттерную цепь генератора стабилизирующий колебательный контур.

Использование ждущих мультивибраторов и фантастронов для деления частоты основано на нечувствительности схем к синхронизирующим импульсам в течение неустойчивого состояния.

На рис. 109, *а* приведена схема фантастронного делителя частоты, собранного на пентоде $Л_2$. Через диод $Л_1$ на анод фантастрона, работающего в ждущем режиме, подаются синхронизирующие импульсы.

До момента t_1 схема находится в устойчивом состоянии, при котором лампа фантастрона $Л_2$ заперта по анодному току и напряжение на ее аноде равно $E_а$. Поэтому анод и катод диода $Л_1$ имеют один и тот же потенциал и через диод передается отрицательный

импульс *1*, запускающий фантастрон. Затем схема остается нечувствительной к входным импульсам *2*, *3* и *4* до окончания процесса восстановления, так как потенциал на аноде фантастрона $Л_2$ и диода $Л_1$ снижается и диод заперт. После возвращения схемы в устойчивое состояние в момент t_2 она повторно запускается импульсом *5*.

При стабилизации источников питания фантастронные делители позволяют получить стабильный коэффициент деления на каскад до 30. Делители частоты с использованием ждущих мультивибраторов и фантастронов работают достаточно стабильно при изменении амплитуды и формы синхронизирующих импульсов.

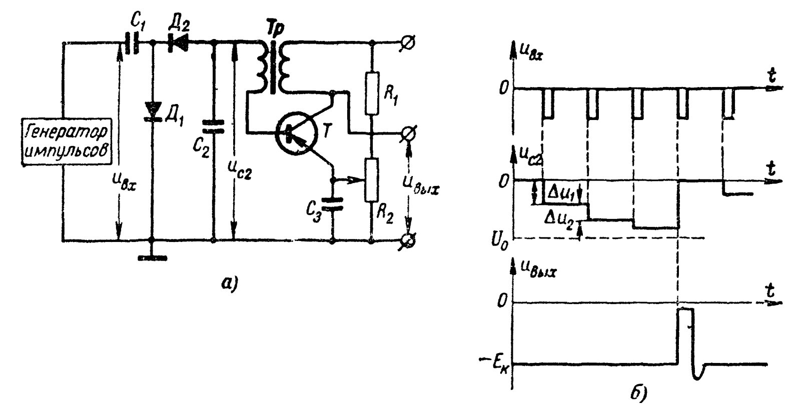


Рис. 110. Делитель частоты с емкостным накопителем и ждущим блокинг-генератором.

а — схема; *б* — графики напряжений.

Для получения стабильного деления частоты повторения импульсов в тех случаях, когда частота их повторения не стабильна, применяют накопительные устройства с разрядной цепью (рис. 110). Их иногда называют также ступенчатыми (емкостными) делителями частоты или накопительными счетчиками. В качестве разрядной цепи обычно применяют ждущий блокинг-генератор *T*, а накопительное устройство состоит из конденсаторов C_1 и C_2 и диодов $Д_1$ и $Д_2$.

Первый входной импульс отпирает диод $Д_1$, и конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются до напряжений, обратно пропорциональных емкостям. Обычно емкость конденсатора C_2 в 10—20 раз больше емкости конденсатора C_1, и поэтому конденсатор C_2 зарядится на небольшую величину Δu_1. Постоянная времени зарядной цепи должна быть мала, чтобы за время действия импульса конденсаторы успели полностью зарядиться.

После окончания действия импульса конденсатор C_1 разряжается через диод $Д_2$ и генератор импульсов, а на конденсаторе C_2 заряд сохраняется. Во время действия второго импульса оба конденсатора снова заряжаются, но прирост напряжения Δu_2 на конденсаторе C_2 будет меньшим, так как напряжение Δu_1, сохранившееся после первого импульса, уменьшает результирующую э. д. с., действующую в цепи. Каждый последующий входной импульс будет вызывать все

меньшее приращение напряжения на конденсаторе C_2, имеющее вид ступенек (рис. 110, *б*).

Блокинг-генератор *Т*, запертый отрицательным напряжением на эмиттере, срабатывает в момент, когда напряжение на конденсаторе C_2 достигает потенциала отпирания U_0. В этот момент формируется выходной импульс блокинг-генератора, конденсатор C_2 разряжается базовым током и схема возвращается в исходное состояние.

Коэффициент деления схемы зависит от соотношения между емкостями конденсаторов C_1 и C_2, от напряжения смещения на блокинг-генераторе и от амплитуды входных импульсов. Стабильный коэффициент деления в схеме не превышает 10. При этом амплитуда последней ступеньки составляет только 4% от амплитуды входных импульсов. Коэффициент деления можно устанавливать путем изменения смещения на блокинг-генераторе потенциометром R_2.

Схема обеспечивает стабильный коэффициент деления при входных импульсах, повторяющихся относительно регулярно, так как заряд конденсатора C_2 может изменяться из-за его утечки. Поэтому важно выбирать конденсатор C_2 с возможно меньшей утечкой. Кроме того, для стабильного деления нужно сохранять постоянной амплитуду входных импульсов, которая должна быть возможно большей.

Если нужно получить больший коэффициент деления, чем может дать один делитель, применяют последовательное соединение делителей; их общий коэффициент деления равен произведению коэффициентов деления всех делителей.

Так, например, в телевизионном генераторе синхронизирующих импульсов для получения неизменного отношения частот строчной и кадровой разверток требуется получить общий коэффициент деления частоты повторения импульсов задающего генератора в 625 раз. Его обычно получают при последовательном соединении четырех делителей, каждый из которых имеет коэффициент деления, равный пяти ($625=5\times5\times5\times5$).

45. СИНХРОНИЗАЦИЯ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

В телевидении необходимо, чтобы строчная и кадровая развертки электронных лучей передающей и приемной трубок работали синхронно и синфазно.

При нарушении синфазности генераторов строчной развертки (сдвиг по времени начала разверток в телевизоре и передатчике) изображение на экране кинескопа будет сдвинуто справа налево или слева направо. При нарушении синфазности генераторов кадровой развертки изображение будет сдвинуто вниз или вверх. Нарушение синхронности генераторов строчной развертки (разные частоты разверток в телевизоре и передатчике) приводит к искривлению и излому вертикальных линий изображения или вообще к пропаданию изображения. При нарушении синхронности генераторов кадровой развертки изображение будет перемещаться сверху вниз или снизу вверх.

Полный телевизионный сигнал, кроме сигналов изображения и гасящих импульсов, содержит также горизонтальные (строчные) и вертикальные (кадровые) синхронизирующие импульсы, которые вырабатываются генератором синхронизирующих импульсов (синхрогенератором).

Параметры и способ передачи синхронизирующих импульсов должны удовлетворять следующим требованиям:

1. Синхронизирующие импульсы не должны создавать помех на изображении. Для этого они передаются во время обратных ходов развертки, когда передающая и приемная трубки заперты гасящими импульсами.

2. Синхронизирующие импульсы должны легко отделяться от сигналов изображения, чтобы сигналы изображения не попадали к генераторам разверток и не нарушали синхронизацию. Для этого синхроимпульсы располагаются ниже уровня черного (в области «чернее черного») и селектируются по амплитуде.

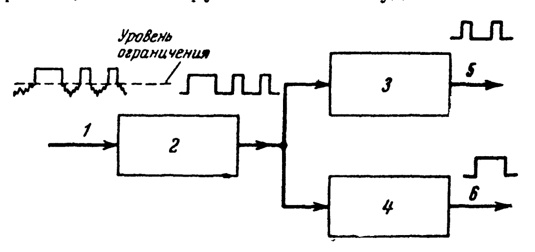


Рис. 111. Блок-схема отделения синхронизирующих импульсов от полного телевизионного сигнала и их взаимного разделения в телевизоре.

1 — вход полного телевизионного сигнала; *2* — амплитудный селектор; *3* — селектор строчных синхроимпульсов; *4* — селектор кадровых синхроимпульсов; *5* — выход на генератор строчной развертки; *6* — выход на генератор кадровой развертки.

3. Должны быть созданы условия для взаимного разделения строчных и кадровых синхронизирующих импульсов. Кадровый синхронизирующий импульс имеет при равной амплитуде примерно в 400 раз большую длительность, чем строчный. В телевизорах используется метод селекции импульсов по длительности дифференцирующими и интегрирующими цепями.

4. Синхронизирующие импульсы должны управлять цепями разверток при наличии помех. Для этого в современных телевизорах применяют помехоустойчивые схемы синхронизации.

На рис. 111 приведена блок-схема отделения синхронизирующих импульсов от полного телевизионного сигнала и их взаимного разделения в телевизоре.

Амплитудный селектор выделяет синхронизирующие импульсы. В качестве амплитудных селекторов применяют ограничители-усилители на триодах, пентодах или транзисторах, рассмотренные в гл. 5.

После амплитудной селекции строчные и кадровые синхронизирующие импульсы разделяются по длительности. Затем импульсы подаются на генераторы строчной и кадровой разверток. Принцип селекции импульсов по длительности рассмотрен в гл. 3 и 12.

В селекторе строчных синхронизирующих импульсов происходит их дифференцирование, при котором возникают положительные или отрицательные пики напряжения, соответствующие фронту и срезу синхронизирующего импульса. Один из этих пиков (обычно положительный) используется для синхронизации генератора строчной раз-

вертки. В селекторе кадровых синхронизирующих импульсов происходит их интегрирование. Фронт интегрированного импульса используется для синхронизации генератора кадровой развертки.

При синхронизации генераторов развертки каждым импульсом возможны нарушения синхронизации, если вместе с синхроимпульсами действуют импульсы помехи. Поэтому в телевизорах часто применяют метод инерционной синхронизации с автоподстройкой частоты и фазы строчной развертки, позволяющий уменьшить время влияния помех.

Блок-схема инерционной синхронизации генератора строчной развертки приведена на рис. 112.

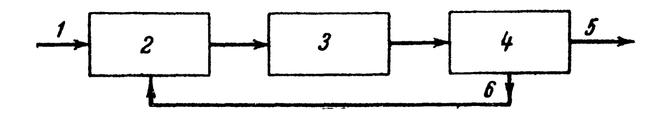


Рис. 112. Блок-схема инерционной синхронизации генератора строчной развертки телевизора.

1 — вход строчных синхроимпульсов; 2 — фазовый детектор; 3 — низкочастотный фильтр; 4 — генератор строчной развертки; 5 — выход на отклоняющие катушки; 6 — импульсы обратного хода.

Периодически повторяющиеся строчные синхронизирующие импульсы, предварительно отделенные от сигналов изображения и кадровых синхронизирующих импульсов, подаются на фазовый детектор, который сравнивает их фазу с фазой импульсов обратного хода генератора строчной развертки. Если фазы не совпадают, то на выходе фазового детектора появляется постоянное управляющее напряжение, пропорциональное разности фаз. Это напряжение подается в сеточную цепь задающего каскада генератора строчной развертки (блокинг-генератора или мультивибратора) и изменяет его частоту так, чтобы она совпала с частотой строчных синхронизирующих импульсов. При равенстве частот и фаз синхронизирующих импульсов и импульсов генератора строчной развертки управляющее напряжение на выходе фазового детектора равно нулю.

Эта схема — инерционная, так как она не реагирует на хаотические импульсы помех, не имеющих постоянной частоты повторения. Она сравнивает частоты за достаточно большой промежуток времени, и поэтому искажение или пропадание отдельных синхронизирующих импульсов не вызывает нарушения строчной синхронизации.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В цифровых электронно-вычислительных и управляющих машинах и других импульсных устройствах находят применение логические элементы и их комбинации.

Логические элементы выполняют логические операции. На основе простых логических операций — НЕ, И, ИЛИ выполняются более сложные логические операции.

Логические элементы работают в режиме переключения (в ключевом режиме). Сигналы на их входе и выходе могут иметь два значения. Поэтому они кодируются в двоичной системе счисления цифрами 0 и 1.

Принято различать импульсные и потенциальные логические элементы. Для импульсных элементов положительный импульс обычно кодируется единицей, а отсутствие импульса или отрицательный импульс — нулем. Для потенциальных элементов более высокий (или положительный) уровень напряжения обычно кодируется единицей, а более низкий (или отрицательный) уровень напряжения — нулем.

Логические элементы с небольшой частотой переключений могут быть выполнены в виде электромагнитных реле. Значительно большее быстродействие и большую надежность имеют логические элементы на транзисторах, полупроводниковых диодах, электронных лампах, тиратронах тлеющего разряда, магнитных элементах и четырехслойных переключателях. Наибольшее быстродействие имеют логические элементы с туннельными диодами.

В последние годы создают стандартные логические элементы, выполняющие определенные логические операции, и универсальные системы логических элементов. Конструктивно их выполняют в виде отдельных небольших блоков, микромодулей или интегральных схем.

46. ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ ТИПА НЕ (ИНВЕРТОР)

Этот элемент выполняет операцию логического отрицания высказывания: если одно высказывание верно, то другое неверно. В алгебре логики эту операцию обычно обозначают чертой сверху. Выражение $A=\overline{B}$ читается: «A есть не B». Следовательно, отрицание нуля равно единице ($\overline{0}=1$), а отрицание единицы равно нулю ($\overline{1}=0$).

Сигнал 1 появляется на выходе логического элемента типа НЕ при отсутствии сигнала на его входе (сигнал 0) и наоборот. Элемент изменяет также полярность входного импульса, т. е. импульс на его выходе имеет полярность, противоположную полярности входного импульса.

На рис. 113 приведены схематическое обозначение логического элемента типа НЕ (рис. 113, *а*) и различные способы его реализации. В схеме на рис. 113, *б* логическую операцию выполняет нормально замкнутое реле. Напряжение E имеется на выходе схемы ($B=1$), если на обмотку реле не подан входной сигнал ($A=0$). При подаче входного сигнала ($A=1$) реле срабатывает и выход схемы отключается от источника напряжения ($B=0$).

На рис. 113, *в* показан логический элемент НЕ, выполненный на лампе, работающей в ключевом режиме. На сетку лампы подано запирающее смещение $-E_c$, поэтому при отсутствии сигнала на ее входе (сигнал 0) лампа заперта и напряжение на выходе равно напряжению источника E_a (сигнал 1). Если на вход подать положительный импульс (сигнал 1), то лампа отопрется, напряжение на ее аноде уменьшится и на выходе появится отрицательный импульс (сигнал 0).

На рис 113, *г* изображен логический элемент НЕ на транзисторе *p-n-p*-типа, запертом при отсутствии входного сигнала положи-

тельным смещением на базе. При подаче на вход схемы отрицательного отпирающего импульса транзистор отопрется и на выходе появится положительный импульс.

В схемах, изображенных на рис. 113, *в*, *г*, параллельно резисторам R_1 включается конденсатор небольшой емкости для уменьшения длительности фронтов выходных импульсов.

Логический элемент НЕ может быть выполнен по диодно-трансформаторной схеме на импульсном трансформаторе и двух полу-

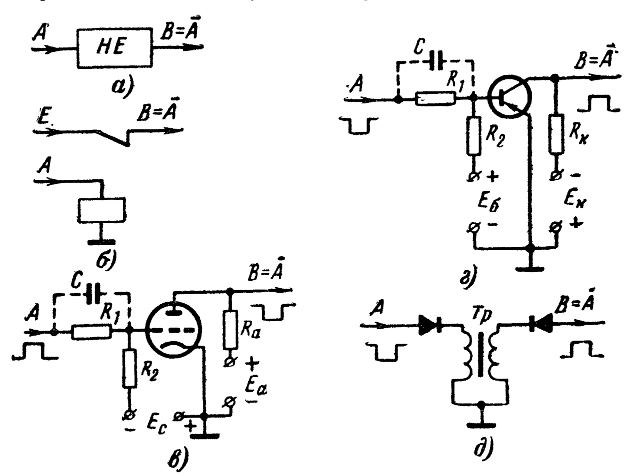


Рис. 113. Логический элемент типа НЕ.

а — схематическое обозначение; *б* — схема с реле; *в* — схема на триоде; *г* — схема на транзисторе; *д* — диодно-трансформаторная схема.

проводниковых диодах (рис. 113, *д*). Отрицательный импульс на выходе элемента образуется при подаче на вход импульса напряжения только положительной полярности. Импульсный трансформатор позволяет согласовать выходное сопротивление элемента с входным сопротивлением следующего. Схема может работать только в импульсном режиме, тогда как для схем на реле, электронных лампах и транзисторах входными и выходными сигналами могут быть не только импульсы, но и постоянные потенциалы.

47. ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ ТИПА И (СХЕМА СОВПАДЕНИЯ)

Этот логический элемент выполняет логическую операцию конъюнкции (логического умножения), которую обычно обозначают символом «$\wedge$». Выражение $C=A\wedge B$ читается: «Высказывание C правильно только тогда, когда правильны высказывания A и B». Схема совпадения имеет несколько входов и один выход. Сигнал 1 на выходе элемента появляется только в том случае, когда поданы сигналы 1 на все входы одновременно. Если хотя бы на одном из входов сигнала нет, то на выходе элемента его тоже не будет.

На рис. 114, *а* приведено схематическое обозначение логического элемента И на три входа. В схеме, изображенной на рис. 114, *б*, логическую операцию И выполняют два нормально разомкнутых реле, контакты которых включены последовательно. Если на входы A и B (обмотки реле) не поданы напряжения или напряжение подано только на один вход, то напряжение E не попадает на выход ($C=0$). Напряжение E попадает на выход схемы ($C=1$) только в

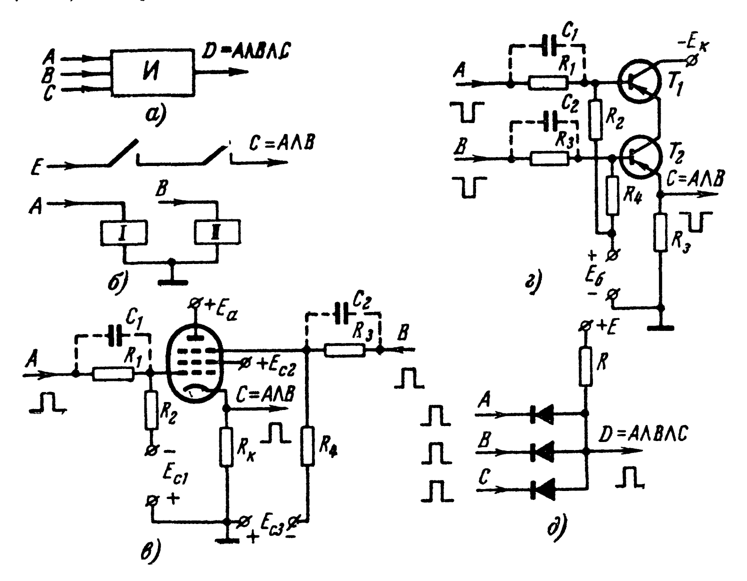


Рис. 114. Логический элемент типа И.

а — схематическое обозначение; *б* — схема с реле; *в* — схема на пентоде; *г* — схема на транзисторах; *д* — схема на диодах (диодно-резистивная).

том случае, когда на оба входа напряжения поданы одновременно ($A=1$ и $B=1$) и якоря обоих реле притянуты.

На рис. 114, *в* приведена схема логического элемента И, выполненного на пентоде, который в исходном состоянии заперт по управляющей и защитной сеткам. Лампа отпирается только при одновременной подаче положительных импульсов на обе сетки, т. е. при совпадении во времени обоих входных сигналов (A и B). В этом случае лампа отпирается и с ее катодной нагрузки $R_к$ снимается положительный импульс на выход C.

На рис. 114, *г* показан логический элемент, собранный на последовательно включенных транзисторах. При отсутствии входных сигналов оба транзистора заперты. Отрицательный импульс на выходе C появляется только в том случае, когда на оба входа (A и B) одновременно подаются отрицательные отпирающие импульсы. Если логический элемент должен иметь большее число входов, то в него должно быть включено последовательно большее число транзисторов. Практически схема может иметь до пяти входов. Конденсаторы

C_1 и C_2 в схемах на рис. 114, *в* и *г* предназначены для сокращения длительности фронтов выходных импульсов.

На рис. 114, *д* элемент выполнен на полупроводниковых диодах с общей нагрузкой R Схему иногда называют диодно-резисторной. Если на все входы (A, B и C) поданы положительные напряжения (сигналы 1), то все диоды заперты и на выходе схемы D имеется полное напряжение источника E (сигнал 1). Если хотя бы на одном из входов положительное напряжение отсутствует (сигнал 0), то через этот диод протекает ток, напряжение падает на сопротивлении R и напряжение на выходе D почти равно нулю. Схема может иметь любое число входов.

48. ЛОГИЧЕСКИЙ ЭЛЕМЕНТ ТИПА ИЛИ (СХЕМА ОБЪЕДИНЕНИЯ)

Этот элемент выполняет логическую операцию дизъюнкции (логического сложения), которую обычно обозначают символом «V» Выражение $C=A\vee B$ читается: «Высказывание C правильно тогда, когда правильно высказывание или A или B». Схема объединения имеет несколько входов и один выход. Сигнал 1 появляется на выходе элемента, если он подан на один или на несколько его входов.

На рис. 115, *а* приведено схематическое обозначение логического элемента ИЛИ на три входа. В схеме на рис. 115, *б* логическую

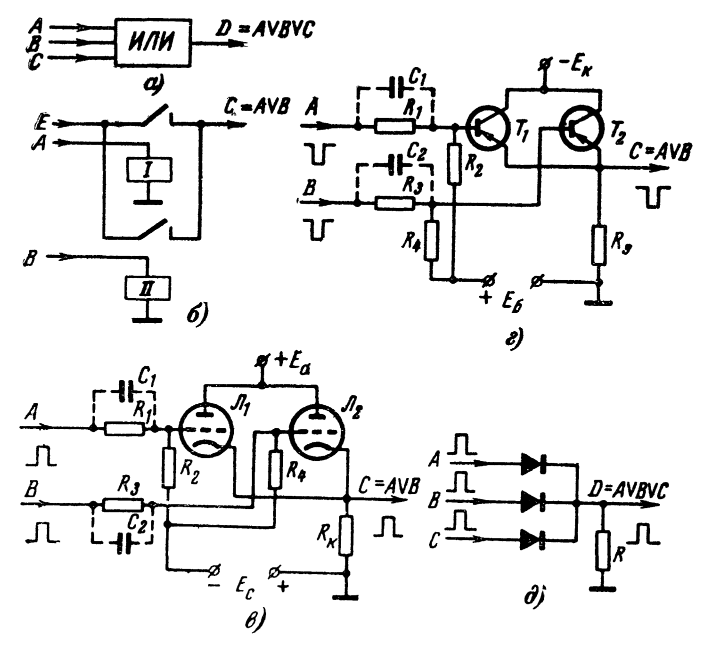


Рис. 115 Логический элемент типа ИЛИ.

а — схематическое обозначение, *б* — схема с реле, *в* — схема на триодах; *г* — схема на транзисторах, *д* — диодно-резисторная схема.

операцию ИЛИ выполняют два нормально разомкнутых реле, контакты которых включены параллельно. Чтобы напряжение E появилось на выходе элемента ($C=1$), достаточно подать напряжение на вход одного реле (A или B).

На рис. 115, *в* показана схема логического элемента, выполненного на вакуумных триодах, а на рис. 115, *г* — на транзисторах, включенных параллельно на общую катодную (эмиттерную) нагрузку и запертых в исходном состоянии. Напряжение на выходе C появляется при подаче сигнала на любой вход схемы (A или B).

На рис. 115, *д* приведена диодно-резисторная схема такого элемента. Напряжение на выходе элемента появляется при подаче положительного входного сигнала на любой его вход.

Следует отметить, что если в некоторых схемах логических элементов изменить режим, то они будут выполнять другую логическую функцию. Так, например, схема, изображенная на рис. 114, *в*, может работать как логический элемент типа ИЛИ для отрицательных входных сигналов. Для этого режим пентода нужно выбрать таким, чтобы в исходном состоянии он был отперт и запирался при подаче отрицательного импульса на любой вход (A или B). Схемы, изображенные на рис. 115, *в* и *г*, могут работать как логические элементы типа И. Для этого оба триода в исходном режиме должны быть отперты. Тогда импульс на выходе появится только в том случае, когда на оба входа (A и B) одновременно будут поданы запирающие импульсы.

49. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Большинство сложных логических схем можно построить на основе одного универсального (стандартного) логического элемента. В качестве универсальных применяют два типа элементов: И—НЕ и ИЛИ—НЕ.

На рис. 116, *а* приведено схематическое обозначение элемента И—НЕ, а на рис. 116, *б* — вариант его принципиальной схемы, выполненной на последовательно включенных транзисторах.

Элемент выполняет логическую операцию $C=\overline{A\wedge B}$. Сигнал на его выходе отсутствует только в том случае, когда на все его входы сигналы поданы одновременно. В остальных случаях на выходе элемента имеется сигнал 1 (здесь сигналом 1 служит отрицательное напряжение на выходе — $E_к$).

В схеме на рис. 116, *б* транзисторы в исходном состоянии заперты ($C = 1$). При одновременном отпирании обоих транзисторов ($A=1$, $B=1$) выходное напряжение снижается почти до нуля ($C=0$).

На рис. 116, *в* приведено схематическое обозначение универсального логического элемента ИЛИ—НЕ, который используется чаще. Этот элемент выполняет логическую операцию $C=\overline{A\vee B}$. Эту же логическую операцию иногда называют НИ... НИ.

На рис. 116, *г* приведен вариант принципиальной схемы логического элемента ИЛИ—НЕ на транзисторе. Схема работает как логический элемент НЕ с несколькими входами. При отсутствии сигналов на входах транзистор заперт и на выходе имеется сигнал 1. При подаче хотя бы одного входного сигнала транзистор отпирается и на выходе появляется сигнал 0.

В качестве примера применения универсальных логических элементов на рис. 116, *д* приведена схема триггера, выполненного на двух элементах ИЛИ—НЕ.

В гл. 7 были рассмотрены схемы триггеров, применяющихся в импульсных устройствах и в системах автоматики как бесконтактное реле (переключающий элемент). Одновременно триггер выполняет логическую операцию «памяти», так как он может находиться в одном из устойчивых состояний и «помнить» единицу, пока не придет «стирающий» импульс, опрокидывающий триггер в другое устойчивое состояние. При этом на выходе схема «запомнит» нуль.

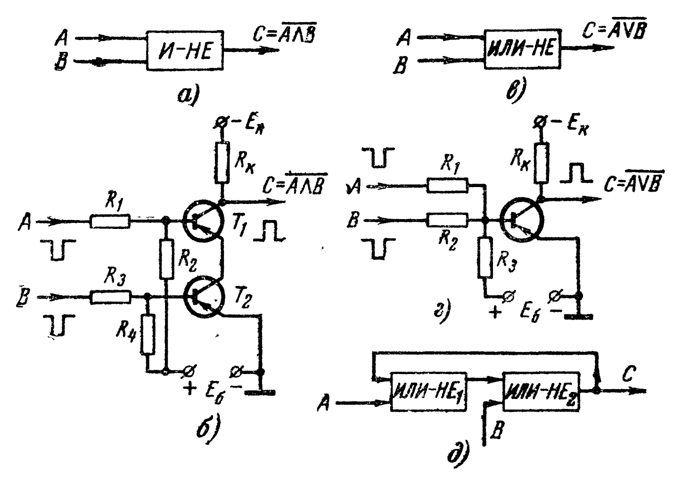


Рис. 116. Универсальные логические элементы.

а — схематическое обозначение элемента И—НЕ; *б* — схема элемента И—НЕ на транзисторах; *в* — схематическое обозначение элемента ИЛИ—НЕ; *г* — схема элемента ИЛИ—НЕ на транзисторе; *д* — схема триггера на логических элементах ИЛИ—НЕ.

Если на выходе схемы (*С*) рис. 116, *д* имеется единица, то по цепи обратной связи она подается на вход элемента ИЛИ—НЕ$_1$ и поэтому сохраняется на выходе *С*. При подаче импульса (единицы) на вход *В* на выходе *С* единица заменится нулем, который по цепи обратной связи подается на вход элемента ИЛИ—НЕ$_1$. Поэтому после того, как импульс на входе *В* исчезнет, на выходе схемы *С* останется нуль. Для новой записи единицы нужно подать импульс уже на вход *А*. Единица остается на выходе и после окончания импульса на входе *А*.

50. МАГНИТНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Магнитные логические элементы все шире применяют в электронных вычислительных машинах и системах промышленной автоматики, заменяя старые средства автоматики (реле, шаговые искатели, электронные лампы).

По принципу действия или используемому свойству магнитного сердечника эти логические элементы можно разделить на три группы:

а) гистерезисные (феррит-диодные и феррит-транзисторные элементы), действие которых основано на явлении гистерезиса;

б) магнитно-модуляционные (магнитные усилители и трансфлюксоры), у которых в сердечнике имеется не менее двух магнитных полей, одно из которых изменяет состояние сердечника для другого поля;

в) параметрические (параметроны и феррорезонансные элементы), действие которых основано на нелинейном характере кривой намагничивания сердечника.

Действие феррит-диодных и феррит-транзисторных элементов основано на двух устойчивых состояниях ферритовых сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса. Принцип действия их как переключающих элементов рассмотрен в гл. 2 (рис. 15, *а*).

Для создания логических элементов применяют кольцевые ферритовые сердечники с несколькими обмотками. Выходные импульсы одного сердечника подаются на вход другого. Информация между сердечниками должна передаваться только в одном направлении, для чего между сердечниками включают полупроводниковые диоды (феррит-диодные элементы) или транзисторы (феррит-транзисторные элементы). Кроме того, для перемагничивания сердечника входной и тактовый импульсы не должны совпадать во времени. В однотактных логических схемах, когда тактовые импульсы подаются на все сердечники одновременно, между сердечниками включают конденсатор и резистор для задержки входных импульсов.

Иногда логические схемы собирают на феррит-диодных элементах с постоянным подмагничиванием, имеющих вместо тактовой обмотки, обмотку подмагничивания. Постоянный ток, проходящий через эту обмотку, удерживает сердечник в области отрицательного насыщения ($-B_m$). После окончания входного импульса, который переводит сердечник в область положительного насыщения ($+B_m$), сердечник снова возвращается в исходное состояние.

На рис. 117, *а* приведена схема феррит-диодного элемента с четырьмя обмотками на сердечнике. Обмотки w_1 и w_2 служат входными, обмотка w_3 — выходной и обмотка $w_т$ — тактовой. При включении обмоток w_1 и w_2 в одном направлении схема может выполнять функции логического элемента ИЛИ. Для этого импульсы тока, подаваемые в обмотки w_1 и w_2, должны быть такими, чтобы каждый из них мог перемагнитить сердечник. Если на один или оба входа поданы сигналы 1, то с приходом тактового импульса появится сигнал 1 на выходной обмотке w_3. Если же импульсы на обоих входах отсутствуют (сигналы 0), то с приходом тактового импульса на выходе также будет 0.

При встречном включении входных обмоток схема на рис. 117, *а* может выполнять логическую функцию «запрет». В этом случае одна входная обмотка, например w_1, служит управляющей, а вторая w_2— запрещающей. При подаче сигнала 1 на запрещающую обмотку w_2 сердечник остается в состоянии 0, если на вход w_1 подан сигнал 1. Сердечник может переключиться в состояние 1, только если имеется сигнал 1 на входе w_1 и нет запрещающего сигнала на входе w_2.

Схема, выполняющая логическую функцию И, может быть выполнена на том же сердечнике с четырьмя обмотками. Для этого число витков входных обмоток и амплитуда входных импульсов тока должны быть подобраны так, чтобы каждый импульс в отдельности не мог перемагнитить сердечник, а перемагничивание происходило бы только при одновременном действии входных им-

пульсов. Но в этом случае требуется высокая стабильность амплитуд входных импульсов. Поэтому феррит-диодные элементы для выполнения логических функций И, НЕ, а также более сложных логических функций часто имеют несколько сердечников.

Феррит-диодные элементы просты и надежны, но их недостаток заключается в низком коэффициенте усиления, что заставляет применять усилители в сложных логических схемах и бороться с помехами, появляющимися в выходной обмотке при считывании нуля. Этих недостатков не имеют феррит-транзисторные элементы (рис.

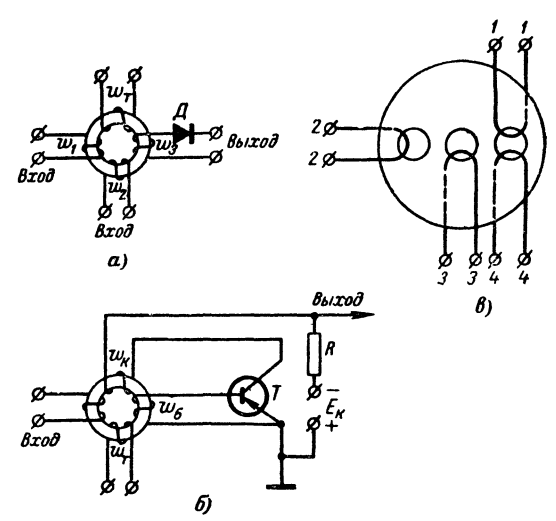


Рис. 117. Магнитные логические элементы.

а — феррит-диодный элемент с четырьмя обмотками; *б* — феррит-транзисторный элемент; *в* — трансфлюктор (*1-1* — сетевая, *2-2* — входная, *3-3* — стирающая, *4-4* — выходная обмотки).

117, б), в которых транзистор и сердечник образуют схему блокинг-генератора, но без конденсатора в базовой или эмиттерной цепях.

Если в исходном состоянии сердечник намагничен до $-B_r$, что соответствует состоянию 0, то входной сигнал, поданный на входную обмотку, перемагничивает сердечник до $+B_r$ в состояние 1. При этом в базовой и коллекторной обмотках возникает э.д.с. такого знака, что транзистор остается запертым и на выходе сигнала нет. При подаче в обмотку $w_т$ тактового импульса в базовой обмотке $w_б$ индуктируется э д с., отрицательная относительно базы и поэтому отпирающая транзистор. Возникает лавинообразный процесс опрокидывания схемы благодаря положительной обратной связи между коллекторной $w_к$ и базовой $w_б$ обмотками. Процесс опрокидывания продолжается до тех пор, пока сердечник не перемагнитится в состояние 0. При этом сердечник насыщается, э.д с. в базовой обмотке не индуктируется и транзистор запирается Длительность формируемого импульса, снимаемого с резистора в коллекторной

цепи, определяется временем перемагничивания сердечника и длительностью переходных процессов в транзисторе.

При построении логических схем феррит-транзисторные элементы можно соединять последовательно. В этом случае вместо резистора в коллекторную цепь включают входную обмотку следующего элемента.

Феррит-транзисторные элементы имеют большее быстродействие и больший коэффициент усиления, чем феррит-диодные (могут работать на частотах до сотен килогерц).

Надежным, простым, дешевым и малогабаритным логическим элементом служит трансфлюктор — многодырочный ферритовый сердечник, работающий на принципе переключения магнитных потоков (рис. 117, *в*). Основное достоинство трансфлюкторов заключается в том, что они соединяются между собой только проводами без диодов и транзисторов; кроме того, трансфлюктор позволяет считывать записанную в нем информацию без ее разрушения. Трансфлюкторы могут работать на частотах до 250 *кгц*.

51. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

В гл. 2 был рассмотрен принцип работы туннельного диода в режиме переключения.

На туннельных диодах могут быть выполнены логические элементы с очень большим быстродействием — временем переключения менее одной наносекунды.

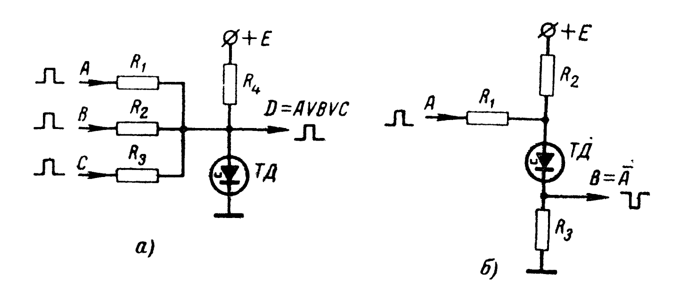


Рис. 118. Логические элементы на туннельных диодах.

а — схема, реализующая логические функции ИЛИ и И; *б* — схема, реализующая логическую функцию НЕ.

На рис. 9 была приведена вольт-амперная характеристика туннельного диода, которая пересекается нагрузочной прямой в трех точках. Рабочие точки *а* и *в* — устойчивы, а точка *б* — неустойчива. Точка *а*, соответствующая меньшему напряжению, принимается за состояние 0, а точка *в*, соответствующая большему напряжению, состояние 1.

На рис. 118, *а* приведена принципиальная схема логического элемента на одном туннельном диоде, имеющая три входа и один выход. Элемент может выполнять различные логические функции. Для того чтобы он выполнял логическую операцию ИЛИ, импульс тока (сигнал 1) на любом из входов схемы (*A* или *B* или *C*) должен

быть больше величины $\Delta I = I_{макс} - I_a$. Тогда схема скачком переходит из рабочей точки *а* в рабочую точку *в* и на выходе *D* появится более высокое напряжение (сигнал 1). Для того чтобы схема выполняла функцию И, каждый из импульсов тока на входах схемы должен быть меньше ΔI. Тогда схема может перейти в состояние 1 только при одновременной подаче импульсов на все три входа. Однако работа схемы как логического элемента типа И недостаточно стабильна

На рис. 118, *б* приведена схема на одном туннельном диоде, реализующая логическую функцию НЕ, т. е. инвертирование сигналов, подаваемых на ее вход.

Логические элементы могут быть выполнены также на двух последовательно включенных туннельных диодах, образующих так называемую «сдвоенную цепь».

Более надежно и устойчиво работают логические элементы, собранные по гибридным (комбинированным) схемам.

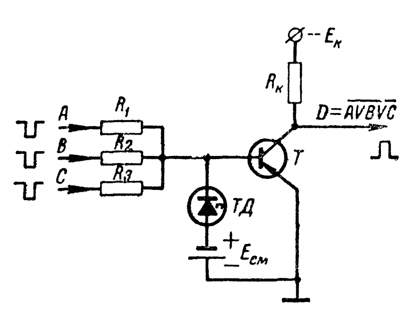


Рис. 119. Логический элемент типа ИЛИ — НЕ, собранный по гибридной схеме.

На рис. 119 приведена схема логического элемента ИЛИ — НЕ на три входа, выполненного на туннельном диоде *ТД* в сочетании с транзистором *Т*.

Если на входы схемы сигналы не подаются, то туннельный диод выключен (точка *а* на рис. 9), транзистор заперт и напряжение на выходе схемы равно $-E_к$. Если хотя бы на один вход подан сигнал отрицательной полярности, то туннельный диод включается (точка *в* на рис. 9), транзистор отпирается до состояния насыщения и выходное напряжение достигает примерно нулевого значения.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

СЕЛЕКТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

В различных отраслях радиотехники, использующих импульсные сигналы (вычислительная техника, телемеханика, радиолокация, телевидение, многоканальная радиосвязь и др.), часто возникает необходимость селекции (выделения) из последовательности импульсных сигналов только тех из них, которые отличаются определенными признаками. Такими признаками могут быть амплитуда, временно́е положение, длительность и частота повторения импульсов.

Устройства, предназначенные для выделения импульсов по какому-либо из перечисленных выше признаков, называются селекторами импульсов.

Обычно форма импульсов на выходе селектора должна быть той же, что и на входе. Однако в некоторых случаях необходимо

только регистрировать появление импульсов с определенным признаком на входе селектора. Применяемые в этих случаях устройства иногда называют квазиселекторами.

В зависимости от параметров импульсов, по которым происходит селекция, различают амплитудные, временные селекторы, селекторы импульсов по длительности и по частоте повторения. Кроме того, существуют селекторы кодовых групп импульсов (кодовые селекторы). В данной главе рассмотрены принципы построения и основные схемы селекторов одиночных импульсов.

52. АМПЛИТУДНЫЕ СЕЛЕКТОРЫ

Амплитудные селекторы предназначаются для выделения импульсов, амплитуда которых больше или меньше определенного порогового уровня (уровня селекции) или импульсов, амплитуда которых находится в заданных пределах. При пороговом уровне, равном нулю, селектор выделяет импульсы определенной полярности из последовательности разнополярных импульсов. Такие амплитудные селекторы иногда называют селекторами полярности импульсов.

Кроме того, амплитудная селекция осуществляется в амплитудных компараторах (сравнивающих устройствах), позволяющих зафиксировать момент достижения сигналом некоторого заданного опорного уровня напряжения, и в амплитудных дискриминаторах (различителях), предназначенных для выделения разности значений двух входных сигналов.

Для выделения импульсов, амплитуда которых превышает заданный пороговый уровень, применяют селекторы максимальной амплитуды, в качестве которых может быть использована любая из схем ограничителей амплитуды по максимуму (сверху), рассмотренных в гл. 5. Для выделения импульсов, амплитуда которых меньше заданного порогового уровня, используют более сложные селекторы минимальной амплитуды, состоящие из нескольких импульсных схем. На рис. 120 приведен один из вариантов селектора минимальной амплитуды.

Селектор имеет два параллельных канала, выходы которых соединены с сумматором. В одном из каналов имеется дифференцирующая цепь ($C_{диф}R_{диф}$ на рис. 120, *б*), на выходе которой получаются разнополярные импульсы, соответствующие фронту и срезу входных импульсов. В другом канале включен диодный селектор максимальной амплитуды, порог ограничения которого устанавливают путем смещения диода $Д_1$ в обратном направлении на величину E. Входные импульсы, амплитуда которых больше E, проходят на цепь задержки, в качестве которой может быть использована линия задержки или устройство электронной задержки (ждущий мультивибратор, фантастрон и др.).

Суммирование укороченных и задержанных на время $t_{зад}$ импульсов происходит на резисторе R_3. Суммарное напряжение поступает на селектор отрицательной полярности ($Д_2$, R_4 на рис. 120, *б*). Если отрицательный укороченный импульс не совпадает по времени и не компенсируется положительным задержанным импульсом (рис. 120, *в*), то он проходит через селектор отрицательной полярности на выход схемы.

Селекция импульсов, амплитуда которых находится в заданных пределах (между пороговыми уровнями E_1 и E_2), может осуществ-

ляться по тому же принципу. В этом случае в блок-схеме на рис. 120, *а* перед дифференцирующей цепью должен быть включен дополнительно селектор максимальной амплитуды с пороговым уровнем E_1, а селектор максимальной амплитуды во втором канале должен иметь пороговый уровень $E_2 > E_1$.

На рис 121, *а* приведена схема амплитудного компаратора, представляющего собой диодный амплитудный селектор с транзис-

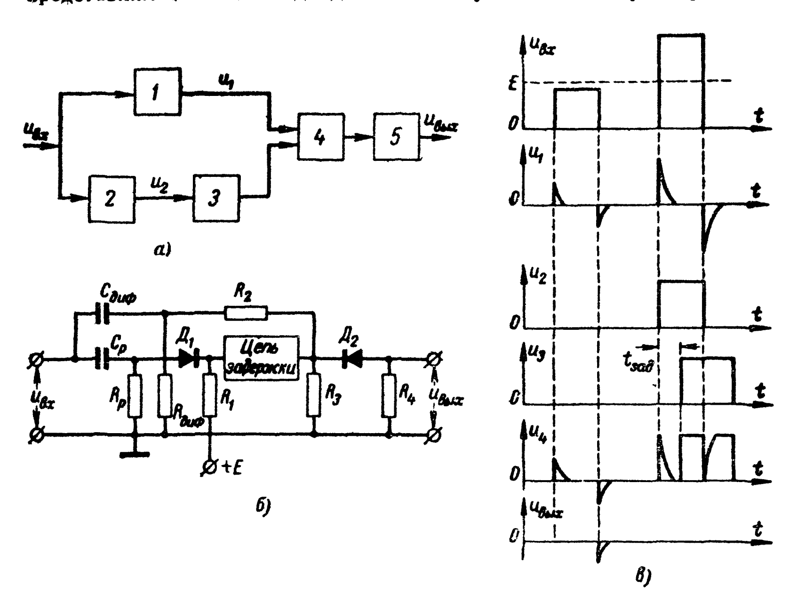


Рис. 120. Селектор минимальной амплитуды.

а — блок схема (*1* — дифференцирующая цепь; *2* — селектор максимальной амплитуды, *3* — цепь задержки, *4* — сумматор, *5* — селектор отрицательной полярности); *б* — принципиальная схема; *в* — графики напряжений.

торным усилителем, имеющим большое усиление для повышения крутизны фронта выходного сигнала.

Диод *Д* отпирается, когда уровень входного сигнала достигнет порогового уровня $-E_0$, при этом транзистор *Т* запирается и с его коллектора снимается отрицательный импульс.

Более высокую точность фиксации момента t_c равенства входного напряжения $u_{вх}$ и уровня $-E_0$ обеспечивают диодно-регенеративные компараторы, в которых для увеличения скорости переключения схемы имеется трансформаторная положительная обратная связь, т. е. транзистор работает как блокинг-генератор.

53. ВРЕМЕННЫЕ СЕЛЕКТОРЫ

Временны́е селекторы предназначены для воспроизведения на выходе поступающих сигналов только в течение определенного (селектируемого) интервала времени. Временно́й селектор должен вы-

делять без искажения те из входных импульсов, которые по времени совпадают с селекторным импульсом.

Рассмотренные в гл. 11 логические элементы типа И (схемы совпадения) представляют собой временные квазиселекторы, так как они регистрируют факт совпадения по времени двух импульсов, но не воспроизводят их форму.

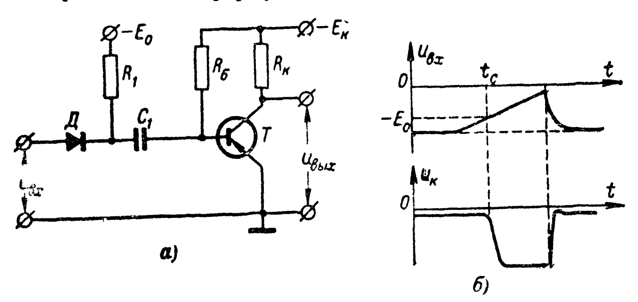


Рис. 121. Амплитудный компаратор.
а — схема, *б* — графики напряжений

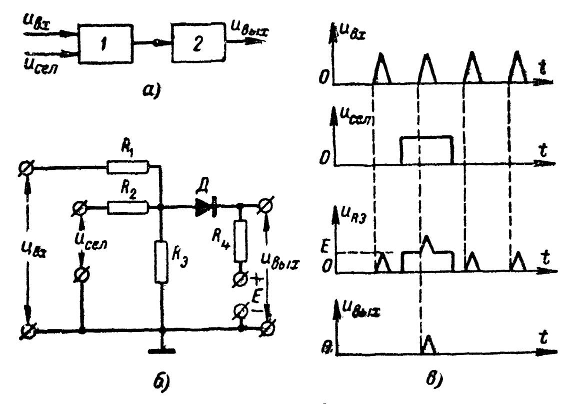


Рис. 122. Временной селектор.
а — блок-схема (*1* — сумматор, *2* — селектор максимальной амплитуды); *б* — схема диодного временного селектора положительных импульсов, *в*—графики напряжений.

Временную селекцию можно получать двумя способами: путем суммирования входного и селекторного импульсов с последующей амплитудной селекцией и применением управляемых ключевых схем.

На рис. 122, *б* приведена схема диодного временно́го селектора положительных импульсов, состоящая из сумматора на резисторах R_1, R_2, R_3 и селектора максимальной амплитуды, состоящего из диода *Д*, резистора R_4 и источника смещения (порогового уровня) E. Недостатки схемы — в ослаблении сигналов и необходимости высокой стабильности амплитуды импульсов и порогового уровня.

На рис. 123, *а* приведена схема управляемого диодного ключевого селектора для импульсов положительной полярности.

При отсутствии селекторного импульса диод $Д_2$ отперт, а диод $Д_1$ заперт напряжением E, приложенным через диод $Д_2$, и ключ разомкнут Селекторный положительный импульс запирает диод $Д_2$ и входной импульс через резистор R_1 и опертый диод $Д_1$ может поступать на выход, так как ключ оказывается замкнутым. Преимущество схемы состоит в том, что увеличение амплитуды селекторного импульса не влияет на выходное напряжение, так как диод $Д_2$ остается запертым, а ключ замкнутым.

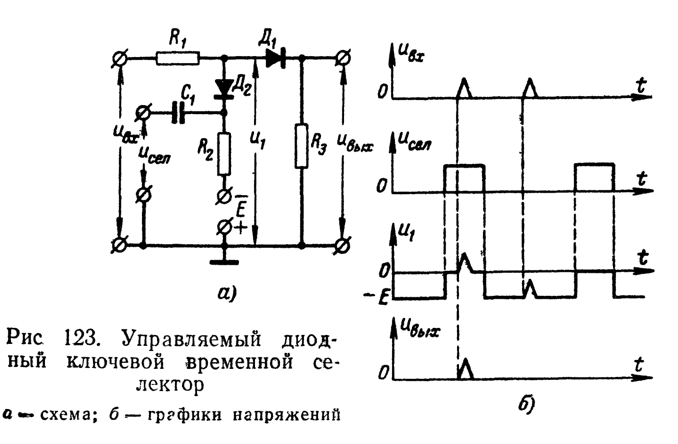


Рис 123. Управляемый диодный ключевой временной селектор

а — схема; б — графики напряжений

Временные селекторы могут применяться не только для селекции однополярных импульсов, но и для селекции двухполярных (биполярных) входных импульсов. Двухполярные временные селекторы содержат две схемы И, одна из которых открывается положительными, а вторая — отрицательными селекторными импульсами, или управляемые ключевые схемы.

54. СЕЛЕКТОРЫ ИМПУЛЬСОВ ПО ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Селекторы импульсов по длительности, как и амплитудные селекторы, могут быть разделены на три группы:

а) селекторы, выделяющие импульсы, длительность $t_и$ которых больше некоторого значения t_1 (селекторы максимальной длительности $t_и > t_1$);

б) селекторы, выделяющие импульсы, длительность $t_и$ которых меньше некоторого значения t_2 (селекторы минимальной длительности $t_и < t_2$);

в) селекторы, выделяющие импульсы, длительность $t_и$ которых лежит в заданных пределах ($t_1 < t_и < t_2$).

Для селекции импульсов максимальной длительности используют два метода:

преобразование импульсов, модулированных по длительности, в импульсы, модулированные по амплитуде, с последующей амплитудной селекцией;

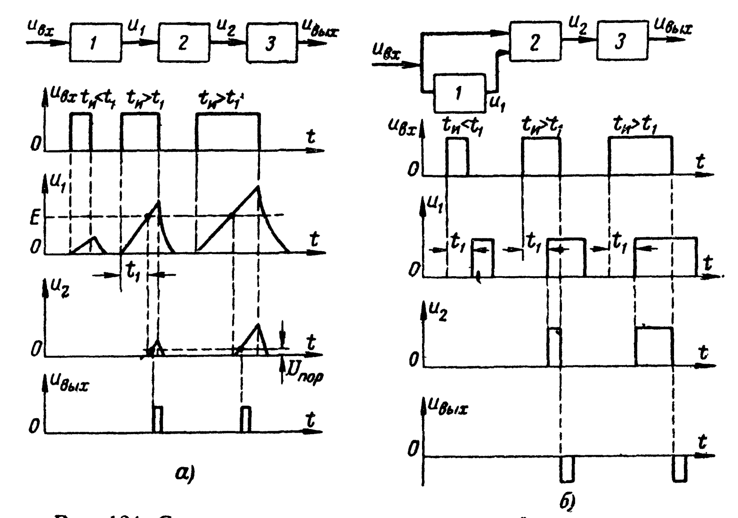


Рис. 124. Селектор импульсов максимальной длительности.

а — с преобразованием в импульсы, модулированные по амплитуде, и графики напряжений (1 — генератор пилообразного напряжения, 2 — селектор максимальной амплитуды, 3 — формирователь), б — с преобразованием в импульсы, модулированные по фазе, и графики напряжений (1 — цепь задержки, 2 — временной селектор, 3 — формирователь).

преобразование импульсов, модулированных по длительности, в импульсы, модулированные по фазе (по временно́му положению), с последующей временно́й селекцией.

На рис. 124, *а* приведены блок-схема и временны́е диаграммы селектора, работающего по первому методу. Длительность импульсов в соответствующее изменение их амплитуды преобразуют с помощью генератора пилообразного (линейно изменяющегося) напряжения. Для этой цели может быть использована и обычная интегрирующая *RC*-цепь, однако при ее использовании момент ограничения не будет стабильным. Пилообразное напряжение затем действует на селектор максимальной амплитуды, пороговый уровень напряжения которого E соответствует пороговой длительности t_1. Импульсы, длительность которых $t_и$ больше t_1, проходят на формирователь (блокинг-генератор, ждущий мультивибратор и др.), вырабатывающий выходные импульсы.

На рис. 124, *б* приведены блок-схема и временны́е диаграммы селектора, работающего по второму методу. На временно́й селектор поступают входные импульсы из двух каналов — без задержки и задержанные на время $t_3 = t_1$ цепью задержки (линия задержки или устройство электронной задержки). При этом импульсы на выходе временно́го селектора будут только при наличии сигналов одновременно на обоих его входах, т. е при длительности входных импульсов, большей t_1. Формирование выходных импульсов необходимой формы и длительности происходит формирователем.

Селекторы минимальной длительности выполняют обычно по методу преобразования импульсов, модулированных по длительности, в импульсы, модулированые по временно́му положению. В от-

личие от селекторов максимальной длительности, где временной селектор выполняет функции совпадения, здесь он должен выполнять функции запрета, т е в интервале времени $t_и$ действия вход-

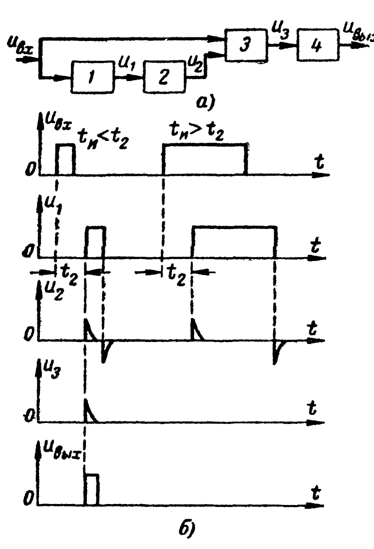


Рис 125 Селектор импульсов минимальной длительности

а — блок схема (*1* — цепь задержки, *2* — дифференцирующая цепь, *3* — схема запрета, *4*—формирователь), *б*—графики напряжений

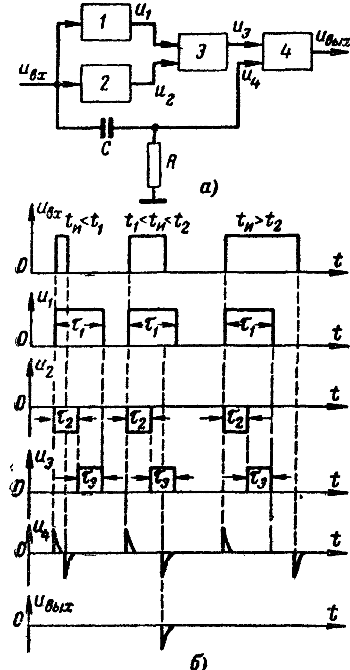


Рис 126 Селектор импульсов заданной длительности

а — блок схема (*1*, *2* — генераторы прямоугольных импульсов *3* — смеситель, *4* — схема И) *б* — графики напряжений

ного импульса схема запрета не пропускает на формирователь положительные укороченные импульсы, поступающие с дифференцирующей цепи (рис. 125) Отрицательные укороченные импульсы вообще не должны проходить через схему запрета

Селекторы импульсов заданной длительности выделяют импульсы, длительность $t_и$ которых лежит в заданном интервале времени — от t_1 до t_2 В них можно использовать как схемы электронной задержки импульсов, так и линии задержки

На рис 126 приведен вариант схемы селектора, содержащего два генератора прямоугольных импульсов (например, ждущие мультивибраторы), смеситель импульсов, дифференцирующую цепь *CR* и схему И Генераторы вырабатывают разнополярные импульсы, причем длительность отрицательного импульса τ_2 меньше длительности положительного τ_1 На выходе смесителя получается положительный эталонный импульс, имеющий постоянную длительность $\tau_3=\tau_1-\tau_2$ *Импульс на выходе схемы И* имеется только в случае совпадения во времени отрицательного укороченного импульса на выходе дифференцирующей цепи с эталонным импульсом τ_3, т е, если $t_1<t_и<t_2$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ицхоки Я. С., Импульсные устройства, изд-во «Советское радио», 1959.
2. Меерсвич Л. А., Зеличенко Л. Г., Импульсная техника, изд-во «Советское радио», 1953.
3. Гольденберг Л. М. Основы импульсной техники, изд-во «Связь», 1964.
4. Гольденберг Л. М. Теория и расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах, изд-во «Связь», 1969.
5. Кривицкий Б. Х. Элементы и устройства импульсной техники, изд-во «Советское радио», 1961.
6. Фролкин В. Г., Импульсные устройства, изд-во «Машиностроение», 1966.
7. Миллман Я., Тауб Г. Импульсные и цифровые устройства, перевод с англ., Госэнергоиздат, 1960.
8. Воронков Э. Н., Овечкин Ю. А. Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах, изд-во «Машиностроение», 1967.
9. Самойлов В. Ф., Маковеев В. Г. Импульсная техника, изд-во «Связь», 1965.
10. Миленин В. Г. и др. Основы импульсной техники. Воениздат, 1966.
11. Базь Г. А. и др. Расчет импульсных схем, Воениздат, 1962.
12. Регельсон Л. М., Кузнецов А. В., Пятибратов А. П. Импульсная техника, изд-во Московского университета, 1967.
13. Хиленко В. И., Нагорный А. О., Ващенко Н. М. Импульсная техника, изд-во Киевского университета, 1964.
14. Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике, Судпромгиз, 1963.
15. Штагер В. В. Полупроводниковые приборы в импульсных и коммутационных схемах, Госэнергоиздат, 1963.
16. Герасимов С. М. и др. Основы теории и расчета транзисторных схем, изд-во «Советское радио», 1963.
17. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд-во «Энергия», 1967.
18. Васильева В. П. и др. Расчет элементов импульсных радиотехнических устройств, Госэнергоиздат, 1963.
19. Финкельштейн М. И. Искусственные линии, Воениздат, 1961.
20. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты, изд-во «Советское радио», 1961.
21. Беленький Я. Е., Многофазные релаксаторы, изд-во «Наукова думка», 1966.
22. Тимахов О. Н., Любченко В. К., Селекторы импульсов, изд-во «Советское радио», 1966.
23. Билик Р. В. и др. Импульсные схемы на динисторах и тиристорах, изд-во «Наука», 1968.
24. Коротков А. М., Мочалов В. Д. Счетчики импульсов на динисторах, изд-во «Энергия», 1966.
25. Бакалинский В. П., Бугаенко В. В., Цымбал В. П. Схемы на приборах тлеющего разряда, изд-во «Энергия», 1968.
26. Моругин Л. А. Импульсные схемы на туннельных диодах, изд-во «Советское радио», 1966.
27. Ложников А. П, Харченко А. М. Импульсные устройства на трохотронах, изд-во «Энергия», 1963.
28. Ильин В. А. Импульсные устройства с мостовыми элементами, изд-во «Энергия», 1965.
29. Якубайтис Э. А. Основы технической кибернетики, изд-во АН Латвийской ССР, 1962.
30. Самойлов В. Ф. Генераторы телевизионной развертки, изд-во «Связь», 1966.
31. Справочник по радиоэлектронике, под ред. А. А. Куликовского, т. 1, раздел 11, «Импульсные устройства», изд-во «Энергия», 1967.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 45 коп.